

574.17/E

23. 1978.

**BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA”
TIMIȘOARA**

ELECTROTEHNICĂ

Tomul 23 (38)

Fascicula 1

IANUARIE-IUNIE
1978

Cititorii din străinătate se pot abona prin

I L E X I M,

Serv. Export-import presă — Press Department

str. 30 Decembrie nr. 3—5 — P.O.B. 136—137

Bucharest — Romania

1888

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMIȘOARA

Electrotehnică

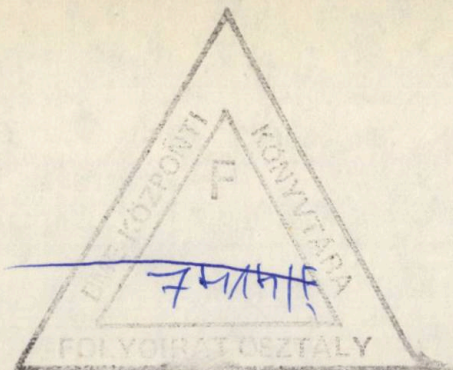
Tom 23 (37)

Fascicola 1

IANUARIE-IUNIE

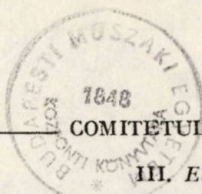
1978

1989



COLEGIUL DE REDACȚIE

Acad. prof. dr. doc. ing. IOAN ANTON, Conf. dr. ing. GHEORGHE CRETU. Prof. em. dr. doc. ing. GHEORGHE SILAȘ — redactor sef. Prof. em. ing. CONSTANTIN AVRAM, m.c. al Acad. R.S.R., Prof. dr. ing. DUMITRU BECHERESCU, Prof. dr. ing. VASILE COCHECI, Prof. dr. BORISLAV CRSTICI, Prof. dr. ing. COLETA DE SABATA, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Conf. dr. ing. TRAIAN NICOARĂ, Prof. dr. ing. FRANCISC KOVACS, Acad. prof. dr. ing. DAN MATEESCU, Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Conf. dr. ing. IOAN NIȚA. Prof. em. dr. ing. GHEORGHE SAVII Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA, Prof. dr. ing. LIVIU BRÎNDEU — secretar de colegiu



COMITETUL DE REDACȚIE

III. Electrotehnica

Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Prof. dr. ing. IOAN NOVAC, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA — redactor responsabil, Prof. dr. ing. ANTON POLICEC — redactor responsabil adj. Prof. dr. ing. OVIDIU CRIȘAN, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Prof. dr. ing. VIOREL NÉGRU, Prof. dr. ing. ALEXANDRU ROGOJAN, Conf. dr. ing. AUREL SOCENEANȚU, Prof. dr. ing. VLAD VAZDAUTEANU — secretar de redacție

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMIȘOARA
ELECTROTEHNICA

Tomul 23 (37)

Fascicola 1

ianuarie-iunie 1978

Electrotehnică teoretică

A. COLȚEU : Forțe la suprafața de separație dintre medii neliniare în câmp electromagnetic	7
S. DOBRE : Determinarea componentelor rezistențelor de transfer în gol ale unei plăci Hall din spectrul de câmp.	10
V. FRÄNKEL : Observații privind formele integrale și locale dezvoltate ale legilor în teoria Maxwell-Hertz.	13
ȘT. GIRLAȘU : Folosirea operatorului densității spectrale	15

Măsurări electrice

E. PETRIU, DORINA PETRIU : Determinarea funcției de corelație a semnalelor cuantizate logaritmice în baza 2.	19
ȘT. GIRLAȘU : Metoda de optimizare a unui sistem utilizând analizorul armonic și corelatorul.	22

Aparate și Mașini electrice

I. DELESEGA : Metodă de proiectare a miezului magnetostrictiv utilizat la generatoare de ultrasunete.	25
P. GHEJU, O. RARINCA, V. DUSA, GH. DINU : Studiul comportării la scurtcircuit a motoarelor asincrone cu bare înalte în rotor	28
P. ANDEA, V. MIHOC, N. MOTOC, N. HARACICU : Asupra unei metode indirecte de determinare a forțelor portante la electromagneți elevatori de c.c.	32
AL. VASILIEVICI : Asupra încălzirii conductelor parcurse de curent.	37
I. DELESEGA, I. SUCIU, L. MOLDOVAN : Studii experimentale privind supratensiunile de comutație la electromagneți prevăzuți cu circuit de demagnetizare	40
V. CHIOREANU : Influența contactului electric perie-colector asupra comutației circuitului inductiv.	43
P. GHEJU : Considerații privind tensiunea reziduală la bornele mașinii asincrone după întreruperea tensiunii de alimentare.	48
P. GHEJU, I. BESOIU : Asupra unei metode experimentale de determinare a parametrilor tranzitorii ai mașinilor asincrone cu bare înalte în rotor.	52

Aționări și Utilizări electrice

ȘT. BARTZER : O metodă nouă de calcul pentru raportarea la arborele mașinii de acționare a mărimilor din ecuația mișcării, când nu se cunosc accelerațiile : $d\Omega/dt$	56
---	----

Electroenergetică

C. VELICESCU : Analiza parametrilor liniilor electrice aeriene în domeniul frecvenței.	59
V. DUSA, P. GHEJU : O nouă metodă de blocare a separatoarelor împotriva manevrelor greșite	62
M. NEMES, C. STRUGARU : Factorul de supratensiune la conectarea necontrolată cu dispersie nulă a liniilor electrice de înaltă tensiune..	65

Electronică și Telecomunicații

A. FANICIU, C. I. TOMA : Comutatorul video comandat de la distanță	68
C. I. TOMA, A. FANICIU, V. POPESCU : Circuit comandat în tensiune pentru generarea impulsurilor cu defazaj variabil	70
T. MUREȘAN, I. NAFORNIȚA, GH. CIOCLODA : Dispozitiv electronic pentru comanda automată a unei mașini de bobinat.	72
V. STOICA : Asupra stabilizării schemelor de comparare	74
I. C. TOMA, A. FANICIU : Generator de impulsuri cu defazaj variabil comandat în tensiune	76
I. HOFFMAN : Filtru neliniar aplicat la comanda frecvenței și puterii de schimb	79
I. HOFFMANN, A. CÎMPEANU : Asupra alegerii intervalului de decizie în detecția em'iei acustice	83
I. NAFORNIȚA, E. PETRIU, E. GNANDT : Generator analogic de zgomot uniform distribuit.....	86
M. BADEA, S. PUȘCAȘU : Realizarea unui circuit defazor ca filtru trece tot cu elemente RC — amplificator operațional	88

Calculatoare

V. POP, E. PETRIU : Analiza schemelor logice cu ajutorul calculatorului	91
A. SOCENEANȚU, ANCA BICA : Transformarea automată a programelor scrise în Pascal în forma internă cu scopul optimizării folosirii memoriei	95
A. SOCENEANȚU, DORINA PETRIU : Funcționarea automată a modelelor realizate cu rețele de evaluare	99
I. JURCA : Analiza capacității de trecere și a timpului de răspuns într-un sistem multiprocesor.	102
DORINA PETRIU : Limbaj pentru descrierea modelelor realizate cu rețele de evaluare	105
M. CIUGUDEAN : Structuri logice celulare pentru generarea logaritmilor și antilogaritmilor binari.	108
V. CREȚU : Tehnica de implementare a subsrutinelor recursive în limbajul ASSIRIS	112
AL. ROGOJAN, CR. STRUGARU, M. STRATULAT : Interfață pentru imprimantă numerică	119
M. CIUGUDEAN : Siruri de constante utilizate la calculul logaritmilor și antilogaritmilor binari.	126
E. PETRIU : Un nou algoritm pentru calculul funcției de corelație.....	135
A. SOCENEANȚU : Extragerea rădăcinii pătrate	135

Automatizări

P. CHELU, I. L. DRAGOMIR : Procedeu de identificare deterministă a unei clase de sisteme vari-liniare.	146
---	-----

**BULETIN SCIENTIFIQUE ET TEHNIQUE
DE
L'INSTITUT POLYTECHNIQUE „TRAIAN VUIA“ TIMIȘOARA
ELECTROTECHNIQUE**

Tome 23 (37)

Fasc. 1

Janvier-juin 1978

Electrotehnique Théorique

A. COLȚEU, Forces à la surface de séparation entre milieux nonlineires dans un champ électromagnétique	7
S. DOBRE: Identification of the Idle Running Transfer. Resistance Components of a Hall Plate in the Electric Field Spectrum	10
D. FRÄNKEL, Observations concernant les formes intégrales et locales des lois dans la théorie Maxwell-Hertz.	13
ȘT. GIRLAȘU: Utilisation de l'opérateur de densité spectrale. Applications sur le transfert des signaux aléatoires.	15

Mesures électriques

E. PETRIU, D. PETRIU: Correlation function estimation of 2 basis logarithmic quantized signals.	19
ȘT. GIRLAȘU: Méthode d'optimisation d'un système par l'analyseur harmonique et le corrélateur.	22

Appareils et Machines électriques

I. DELESEGA: A design method for the magnetostrictive core of ultrasonic generators	25
P. GHEJU, O. RARINCA, V. DUSA, GH. DINU: The short-circuit fault behaviour study of the induction machines with deep rotor bars	28
P. ANDEA, V. MIHOC, N. MOTOC, H. HARACICU: Sur une méthode indirecte de détermination de la force portante pour électroaimants à courant continu.	32
AL. VASILIEVICI: Über die erwärmung von Stromleitern	37
I. DELESEGA, I. SUCIU, L. MOLDOVAN: Etudes expérimentales concernant les surtensions de commutation aux électro-aimants à circuit de démagnétisation	40
V. CHIOREANU: L'influence du contact électrique Brosse-collecteur sur la commutation du circuit inductif	43
P. GHEJU: On the residual voltage at the induction-machine terminals when supply is disconnected	48
P. GHEJU, I. BESOIU: Über ein experimentelles verfahren zur bestimmung der transienten parameter bei induktionsmaschinen mit stromverdrängungseffekt in der lauferwicklung	52

Asservissements électriques et Utilisation d'énergie électrique

ȘT. BARTZER: Eine neue Methode für die Berechnung der auf die Welle der Antriebsmaschine bezogenen Größen der Bewegungsgleichung wenn die Beschleunigung $d\Omega/dt$ nicht bekannt ist	56
---	----

Electroenergetique

C. VELICESCU : The analysis of overhead transmission lines parameters on frequency field	59
V. DUŞA, P. GHEJU : Une nouvelle méthode de blocage des sectionneurs contre les manoeuvres erronées	62
M. NEMES, C. STRUGARU : The overvoltage factor for an uncontrolled switching with zero dispersion in high voltage electric lines	65

Electronique, Telecommunications

A. FANICIU, C. I. TOMA, Remotely controlled video switcher	68
C. I. TOMA, A. FANICIU, V. POPESCU : Electronic circuit controlled by voltage for triggering thyristor rectifiers	70
T. MUREŞAN, I. NAFORNIŢA, GH. CIOGLODA, Electronic controler for automatization of a winding machine.	72
V. STOICA : Otnositelno sravnivaiuşcih binarnih shem	74
C. I. TOMA, A. FANICIU : Electronic circuit controlled by voltage for triggering thyristor rectifiers.	76
I. HOFFMAN : Nonlinear filter applied to the control of frequency and interchange power	79
I. HOFFMAN, A. CÎMPEANU : About the choice the decision interval in the detection of the acoustic emission	83
I. NAFORNIŢA, E. PETRIU, E. GRANDT : analogic noise generator with uniform P.D.F	86
M. BADEA, S. PUŞCAŞU, Circuit de defasage avec filtre passe-tout a elements RC — amplificateur operationel	88

Ordinateurs

V. POP, E. PETRIU : Computer aided analysis of logical networks....	91
A. SOCENEANŢU, ANCA BICA : The Optimization of the core memory used by a Pascal compiler.	95
A. SOCENEANŢU, D. PETRIU : The implementation of the simulation models based on evaluation nets	99
I. JURCA : The analysis of throughput and response time in a multiprocessor system	102
D. PETRIU : A description language for evaluation nets models	105
M. CIUGUDEAN : Structures logique cellulaires pour la génération des logarithmes et antilogarithmes binaires	108
V. CREŢU : Implementation of recursive subroutines in ASSIRIS.....	112
AL. ROGOJAN, CR. STRUGARU, M. STRATULAT : Interface for a numerical printer	119
M. CIUGUDEAN : Séries de constantes utilisées au calcul des logarithmes et antilogarithmes binaires	126
E. PETRIU : A new algorithm for computing correlation function	130
A. SOCENEANŢU : Binary square root	135

Automatique

P. CHELU, I. L. DRAGOMIR : Procedure of deterministic identification of a class of vari-linear systems	146
--	-----

FORȚE LA SUPRAFAȚA DE SEPARAȚIE DINTRE MEDII NELINIARE ÎN CÎMP ELECTROMAGNETIC

DE

A. COLȚEU

În literatură expresia densității forței ce se exercită la suprafața de separație dintre medii fluide diferite, în prezența cîmpului electromagnetic se deduce, presupunind mediile liniare, fie cu ajutorul vectorului stare de tensiune, fie calculînd limita forței de volum ce se exercită asupra unui cilindru plat cînd înălțimea acestuia tinde spre zero [1, 2, 3]. A doua metodă poate fi folosită dacă densitățile superficiale ale curentului de conducție și ale sarcinii libere sînt nule.

În această lucrare se stabilește expresia densității forței ce se exercită la suprafața de separație dintre medii fluide neliniare, parcursă de curenți superficiali cu densitatea $\vec{J}_s$ și încărcată cu sarcina liberă avînd densitatea ρ_s .

Densitatea forței ce se exercită la suprafața S_{12} (fig. 1) avînd $\vec{J}_s \neq 0$ și $\rho_s \neq 0$ se definește prin relația

$$\vec{f}_s = \lim_{\substack{\Delta S \rightarrow 0 \\ h \rightarrow 0}} \frac{\Delta \vec{F}}{\Delta S}$$

unde $\Delta \vec{F} = \oint_{\Sigma} \vec{T} n \, dS$, $\vec{T} n$ fiind vectorul stare de tensiune. Rezultă

$$\vec{f}_s = \vec{f}_{se} + \vec{f}_{sm} = \vec{T} n'_1 + \vec{T} n'_2.$$

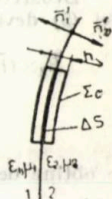


Fig. 1.

Deoarece în definiția densității forței intervine vectorul stare de tensiune, se va demonstra în continuare că expresia acestuia, pentru puncte aparținînd unei suprafețe închise Σ ce conține în interior suprafețe S_d , pentru care componentele tangente ale intensității cîmpului magnetic și cele normale ale inducției electrice nu sînt continue, este formal identică cu expresia ce se obține în absența suprafețelor de discontinuitate S_d .

În acest scop se scrie bilanțul energetic pentru domeniul V_Σ , în care exista suprafețe avînd $\vec{J}_s \neq 0$ și $\rho_s \neq 0$, luînd în considerare și pierderile prin efect Joule datorate curenților superficiali

$$\frac{dW}{dt} + P_m + \int_{V_\Sigma} \vec{J} \cdot \vec{E} dv + \int_{S_d} \vec{J}_s \cdot \vec{E}_s dS + \oint_{\Sigma} \vec{S} d\vec{S} = 0 \quad (1)$$

unde :

P_m — puterea dezvoltată sub formă mecanică în V_Σ .

W — energia electromagnetică liberă din V_Σ

S — densitatea curentului de energie

În [4] se arată că expresia $\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$ rămîne valabilă și în medii neliniare. Pe suprafețele S_d

$$\text{div}_s (\vec{E} \times \vec{H}) = -\vec{E}_t \cdot \text{rot}_s \vec{H} = -\vec{E}_s \cdot \vec{J}_s = -\vec{E} \cdot \vec{J}_s,$$

ultimul termen al relației (1) se transformă după cum urmează :

$$\oint_{\Sigma} (\vec{E} \times \vec{H}) d\vec{S} = \int_{V_\Sigma} \text{div} (\vec{E} \times \vec{H}) dv + \int_{S_d} \text{div}_s (\vec{E} \times \vec{H}) dS = \int_{V_\Sigma} \text{div} (\vec{E} \times \vec{H}) dv - \int_{S_d} \vec{J}_s \cdot \vec{E}_s dS$$

astfel încît bilanțul energetic ia forma

$$\frac{dW}{dt} + P_m + \int_{V_\Sigma} \vec{J} \cdot \vec{E} dv + \int_{V_\Sigma} \text{div} (\vec{E} \times \vec{H}) dv = 0.$$

Egalitatea obținută este identică cu forma folosită în literatură pentru a determina tensorul tensiunilor în punctele suprafeței Σ ce nu conține în interior suprafețe de discontinuitate, fapt ce asigură invarianța formală a expresiei tensorului tensiunilor.

Pentru vectorul stare de tensiune, în cazul fluidelor neliniare fără histerezis se dă în [5] expresia

$$\begin{aligned} \bar{T} = \bar{T}_{se} + \bar{T}_{sm} = \bar{E} (\bar{D} \cdot \bar{n}) + \left\{ - \int_0^E D \cdot dE + \int_0^E E \tau \frac{\partial \varepsilon}{\partial \tau} \Big|_{E, T} dE \right\} \bar{n} + \bar{H} (\bar{B} \cdot \bar{n}) + \\ + \left\{ - \int_0^H B dH + \int_0^H H \tau \frac{\partial \mu}{\partial \tau} \Big|_{H, T} dH \right\} \bar{n}. \end{aligned} \quad (2)$$

Termenii $\bar{f}_{se}$ și $\bar{f}_{sm}$ se vor calcula din relațiile

$$\bar{f}_{sm} = \bar{H}_2 (\bar{B}_2 \cdot \bar{n}_{12}) - \bar{H}_1 (\bar{B}_1 \cdot \bar{n}_{12}) + \text{grad}_s \left\{ - \int_0^H B dH + \int_0^H H \tau \frac{\partial \mu}{\partial \tau} \Big|_{H, T} dH \right\} \quad (3)$$

$$\bar{f}_{se} = \bar{E}_2 (\bar{D}_2 \cdot \bar{n}_{12}) - \bar{E}_1 (\bar{D}_1 \cdot \bar{n}_{12}) + \text{grad}_s \left\{ - \int_0^E D dE + \int_0^E E \tau \frac{\partial \varepsilon}{\partial \tau} \Big|_{E, T} dE \right\} \quad (4)$$

Termenii $\bar{f}_{sm}$ și $\bar{f}_{se}$ se vor transforma în așa fel încît densitatea de curent J_s și densitatea de sarcină ρ_s să apară în mod explicit.

Calculul densității $\bar{f}_{sm}$. Luînd în considerare identitatea $\bar{B} \times (\bar{H} \times \bar{n}) = \bar{H} (\bar{B} \cdot \bar{n}) - \bar{n} (\bar{B} \cdot \bar{H})$, relația (3) se exprimă în forma

$$\bar{f}_{sm} = \bar{E}_2 \times (\bar{H}_2 \cdot \bar{n}_{12}) - \bar{E}_1 \times (\bar{H}_1 \cdot \bar{n}_{12}) + \bar{n}_{12} (\bar{B}_2 \cdot \bar{H}_2 - \bar{B}_1 \cdot \bar{H}_1) + \text{grad}_s \left\{ - \int_0^H B dH + \int_0^H H \tau \frac{\partial \mu}{\partial \tau} \Big|_{H, T} dH \right\} \quad (5)$$

Deoarece pe suprafața S_d , $\bar{n}_{12} \times (\bar{H}_2 - \bar{H}_1) = \bar{J}_s$ și $B_{1n} = B_{2n}$ suma primilor trei termeni ai relației (5) devine.

$$\begin{aligned} \bar{B}_2 \times (\bar{H}_2 \cdot \bar{n}_{12}) - \bar{E}_1 \times (\bar{H}_1 \cdot \bar{n}_{12}) + \bar{n}_{12} (\bar{B}_2 \cdot \bar{H}_2 - \bar{B}_1 \cdot \bar{H}_1) = \bar{B}_n \times [(\bar{H}_2 - \bar{H}_1) \times \bar{n}_{12}] + \bar{n}_{12} (B_{2n} H_{2n} - \\ - B_{1n} H_{1n}) = \bar{J}_s \times \bar{B}_n + B_n^2 \left(\frac{1}{\mu_2} - \frac{1}{\mu_1} \right) \bar{n}_{12}. \end{aligned}$$

Se obține deci densitatea $\bar{f}_{sm}$ sub forma:

$$\bar{f}_{sm} = \bar{J}_s \times \bar{B}_n + \frac{\mu_1 - \mu_2}{\mu_1 \mu_2} B_n^2 \bar{n}_{12} + \text{grad}_s \left\{ - \int_0^H B dH + \int_0^H H \tau \frac{\partial \mu}{\partial \tau} \Big|_{H, T} dH \right\}. \quad (6)$$

Calculul densității $\bar{f}_{se}$. Prin folosirea egalităților $\bar{n}_{12} (\bar{D}_2 - \bar{D}_1) = \rho_s$, $\bar{E}_{12} = \bar{E}_{12} = \bar{E}_t$, primii termeni ai relației (4) devin:

$$\begin{aligned} \bar{E}_2 (\bar{D}_2 \cdot \bar{n}_{12}) - \bar{E}_1 (\bar{D}_1 \cdot \bar{n}_{12}) = \bar{E}_t [(\bar{D}_2 - \bar{D}_1) \cdot \bar{n}_{12}] + \bar{E}_{2n} (\bar{D}_2 \cdot \bar{n}_{12}) - \bar{E}_{1n} (\bar{D}_1 \cdot \bar{n}_{12}) = \\ = \rho_s \bar{E}_t + \frac{\bar{E}_{2n} (\rho_s + \bar{D}_1 \cdot \bar{n}_{12}) - \bar{E}_{1n} (\bar{D}_2 \cdot \bar{n}_{12} - \rho_s)}{2} + \bar{n}_{12} \frac{1}{2} \left(\frac{D_{2n}^2}{\varepsilon_2} - \frac{D_{1n}^2}{\varepsilon_1} \right) \end{aligned}$$

iar (4) ia forma

$$\begin{aligned} \bar{f}_{se} = \rho_s \frac{\bar{E}_1 + \bar{E}_2}{2} + \bar{n}_{12} \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\varepsilon_2} - \frac{1}{\varepsilon_1} \right) D_{1n} \cdot D_{2n} + \bar{n}_{12} \frac{1}{2} \left(\frac{D_{2n}^2}{\varepsilon_2} - \frac{D_{1n}^2}{\varepsilon_1} \right) + \\ + \text{grad}_s \left\{ - \int_0^E D dE + \int_0^E E \tau \frac{\partial \varepsilon}{\partial \tau} \Big|_{E, T} dE \right\}. \end{aligned} \quad (7)$$

Pentru medii liniare, ε și μ sînt independente de intensitățile cîmpului electric respectiv magnetic, iar relațiile (6) și (7) după unele transformări devin:

$$\bar{f}_{sm} = \bar{J}_s \times \frac{\bar{B}_1 + \bar{B}_2}{2} + \frac{\mu_1 - \mu_2}{2} \left(\frac{B_n^2}{\mu_1 \mu_2} + H_{1t} \cdot H_{2t} \right) \bar{n}_{12} + \text{grad}_s \left(\frac{H^2}{2} \tau \frac{\partial \mu}{\partial \tau} \right) \quad (8)$$

$$\bar{f}_{se} = \rho_s \frac{\bar{E}_1 + \bar{E}_2}{2} + \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{2} \left(\frac{D_{1n} \cdot D_{2n}}{\varepsilon_1 \varepsilon_2} + E_t^2 \right) \bar{n}_{12} + \text{grad}_s \left(\frac{E^2}{2} \tau \frac{\partial \varepsilon}{\partial \tau} \right). \quad (9)$$

Se vor da în continuare două exemple de aplicare a relațiilor (8) și (9) în cazuri particulare.

a. La suprafața de separație metal dielectric, în cimpuri electrostatice, intensitatea cimpului electric e diferită de zero doar în dielectric și e normală pe S . Forța ce se exercită pe această suprafață are densitatea.

$$\bar{f}_s = \rho_s \frac{\bar{E}}{2} = \frac{\bar{E} \cdot \bar{D}}{2}$$

în concordanță cu rezultatul cunoscut din literatură.

b. Se consideră o mașină electrică avînd întrefierul echivalent δ constant. Circuitele magnetice se consideră de permeabilitate infinită. Fie $\bar{J}_{s1}(x)$ și $\bar{J}_{s2}(x)$ densitățile liniare ale pînzelor de curent din statorul și rotorul mașinii în funcție de x din lungul întrefierului, avînd lungimea totală s_0 , măsurată față de o anumită origine fixă în raport cu statorul. Inducția magnetică în întrefier se calculează cu relația

$$B(x) = B(0) + \frac{\mu_0}{\delta} \int_0^x [J_{s1}(s) + J_{s2}(s)] ds \quad \text{unde } B(0) = \text{constant} \quad (6)$$

Notînd cu R — raza rotorului și cu l — lungimea mașinii, cuplul ce se exercită asupra rotorului va fi:

$$\bar{M}_2 = lR \int_0^{s_0} \left[\bar{J}_{s2} \times \frac{\bar{B}_1 + \bar{B}_2}{2} \right] dx = lR \int_0^{s_0} [\bar{J}_{s2}(x) \times \bar{B}(x)] dx$$

sau

$$M_2 = \frac{\mu_0 l R}{\delta} \int_0^{s_0} J_{s2}(x) dx \int_0^x J_{s1}(s) ds$$

expresie identică cu cea calculată în literatură cu ajutorul teoremei forțelor generale [6].

Concluzii Expresia tensorului tensiunilor în punctele unei suprafețe închise Σ este aceeași, fie că în interiorul ei există suprafețe avînd $\bar{J}_s \neq 0$ și $\rho_s \neq 0$ fie că nu există astfel de suprafețe.

În expresia densității $\bar{f}_s$ apar în mod firesc termenii $\rho_s \frac{\bar{E}_1 + \bar{E}_2}{2}$ și $\bar{J}_s \times \frac{\bar{B}_1 + \bar{B}_2}{2}$, adică densitățile $\bar{J}_s$ și ρ_s se înmulțesc cu cimpurile corespunzătoare, calculate ca semisuma cimpurilor de pe cele două fețe ale suprafeței de discontinuitate.

Relațiile (6) și (7) respectiv (8), (9) se reduc la cele cunoscute din literatură dacă $\rho_s = 0$ și $\bar{J}_s = 0$

BIBLIOGRAFIE

1. De Sabata I., „Bazele electrotehnicii”, vol. I Litografia IPT Timișoara, 1972, p. 149
2. Daba D., Unele considerații privind forțele efective și echivalente exercitate de cimpul electromagnetic macroscopic asupra mediilor fluide. Studii și Cercetări de energetică și electrotehnică, Tom. 21 2. 1971.
3. Tamm I. E., Bazele teoriei electricității, Ed. Tehnică, București, 1957, p. 206
4. Timotin A., Teza de doctorat, București, 1957
5. Colțeu A., Forțe în medii neliniare trimis spre publicare, Bul. științific al I. P. Timișoara
6. Răduleț R., Forțe generale în mașini electrice, Bul. științific al Institutului de Căi ferate, Gh. Gheorghiu Dej, 1957, p. 127

FORCES À LA SURFACE DE SÉPARATION ENTRE MILIEUX NONLINEAIRES DANS UN CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE

RÉSUMÉ

Dans cet article on détermine la densité de la force qui s'exerce sur la surface de séparation entre deux milieux nonlineaires avec $\bar{J}_s \neq 0$ et $\rho_s \neq 0$, en explicitant les termes contenant les densités du courant de conduction $\bar{J}_s$ et de la charge libre ρ_s .

corresponding to a Hall angle $\theta = \frac{\pi}{4}$ derived by electrokinetic modelling for both the magnetic induction directions, with a side ratio $\lambda_p = \frac{a_p}{b_p} = 1.4$.

Under electrokinetic conditions, in the absence of a magnetic field, the equipotential lines ($V' = \text{const}$) were traced and the location of points 2 and 2' corresponding to the Hall electrodes was established.

Considering that in the presence of a magnetic field, the equipotential lines in the Hall parallelogram model are straight lines parallel to the control electrodes ($V = \text{const}$), the R_b component in the idle running transfer resistance corresponding to the Hall voltage is expressed by the known relation [1]

$$R_b = \frac{1}{\sigma(B) \cdot h \cdot \cos \theta} \cdot \frac{m}{b_p} \quad (1)$$

where h is thickness of the plate, and $m = \overline{AB} = \overline{A'B'}$.

It is obvious from the electric spectrum traced in the Hall parallelogram (Fig. 2) that the segment $n = \overline{B2'}$ corresponds to zero voltage, i.e. the U_a component of the idle running output voltage of the Hall generator [3].

If U_1 is the voltage applied to the control electrodes, and v is the number of the equipotential lines ($V' = \text{const}$), it may be written

$$\frac{U_1}{(v+1) U_a} = \frac{l}{n}$$

where the segment $l = \overline{BC}$. Thus it results

$$\frac{R_{11}}{(v+1) R_a} = \frac{l}{n}$$

For the R_a component reflected in the field of the Hall parallelogram the following expression is obtained

$$R_a(+B) = \frac{1}{\sigma(B) \cdot h \cdot \cos \theta} \cdot \frac{a_p}{b_p} \cdot \frac{1}{v+1} \cdot \frac{n}{l} \quad (2)$$

where the known relation for the R_{11} parameter has been taken into account, viz. [1]

$$R_{11} = \frac{1}{\sigma(B) \cdot h \cdot \cos \theta} \cdot \lambda_p.$$

With reference to the Hall parallelogram in Fig. 3 for the R_a component it results

$$R_a(-B) = \frac{1}{\sigma(B) \cdot h \cdot \cos \theta} \cdot \frac{a_p}{b_p} \cdot \frac{1}{v+1} \cdot \frac{n'}{l'} \quad (3)$$

where $n' = \overline{2'B'}$ and $l' = \overline{B'C'}$.

The equality $n/l = n'/l'$ is obvious.

To be noted that in the electric spectrum in Fig. 3 the R_b component occurs in the output voltage with changed sign, being subtracted from the R_a component, as compared to the spectrum in Fig. 2 where both the components are summed up.

Validity of relations: $R_a(B) = R_a(-B)$ and $R_b(B) = -R_b(-B)$ is checked also in the electric field spectrum.

For the idle running transfer resistances expressed vs the magnitudes derived from the Hall parallelogram model, the following relations are thus obtained

$$R_{21}(B) = \frac{1}{\sigma(B) \cdot h \cdot \cos \theta} \cdot \frac{1}{b_p} \left(\frac{a_p}{v+1} \cdot \frac{n}{l} + m \right) \quad (4)$$

$$R_{12}(B) = R_{21}(-B) = \frac{1}{\sigma(B) \cdot h \cdot \cos \theta} \cdot \frac{1}{b_p} \left(\frac{a_p}{v+1} \cdot \frac{n}{l} - m \right) \quad (5)$$

LITERATURE

1. ȘORA C., Introducere în studiul generatorului Hall, Ed. Acad. R.S.R., București, 1969.
2. ȘORA C., DOBRE S., Studiul cimpului electric din plăci Hall avînd o formă oarecare cu ajutorul unei modelări electrocinetice, Electrotehnica, 1 (1969).
3. ȘORA C., Über die Antirezproizitätsbedingung bei Hallplättchen beliebiger Geometrie, Rev. Roum. Sci. Techn., Electrotechnique et Energétique, 16, 4, 679 (1971).
4. ȘORA C., DOBRE S., On transfer resistances of a Hall Plate, Bul. Inst. politehnic Timișoara, 19(33), 139(1974).
5. DOBRE S., Contribuții la studiul generatorului Hall ca element de circuit, Teză de doctorat, Inst. politehnic Timișoara 1977.

DETERMINAREA COMPONENTELOR REZISTENȚELOR DE TRANSFER ÎN GOL ALE UNEI PLĂCI HALL DIN SPECTRUL DE CÎMP

REZUMAT

Comportarea generatorului Hall ca element de circuit nerez reciproc este determinată în ultimă instanță de cimpul electric din placa Hall, iar cunoașterea parametrilor cuadripolari ar presupune de fapt rezolvarea unor probleme de cîmp.

În lucrare se deduc cele două componente ale rezistențelor de transfer în gol din spectrul cimpului electric din placa Hall, obținut prin modelare electrocinetică, pentru cele două sensuri ale inducției magnetice.

OBSERVAȚII PRIVIND FORMELE INTEGRALE ȘI LOCALE
DEZVOLTATE ALE LEGILOR ÎN TEORIA MAXWELL-HERTZ

DE

D. FRÄNKEL

În teoria Maxwell-Hertz mărimile de stare sînt definite în raport cu referențialele locale ale punctelor materiale în mișcare. Urmează ca mărimile de stare, precum și circulația, rotorul, fluxul, divergența și derivata de flux ale lor sînt independente de sistemul de referință la care se raportează mișcarea corpurilor. Derivatele de flux intervin în formele integrale și locale dezvoltate ale legii inducției electromagnetice și a legii circuitului magnetic, și se exprimă ca sumă a trei termeni, fiecare dependent de alegerea sistemului de referință. Dacă sistemul de referință legat de sursa cîmpului electric, S , se deplasează cu viteza $\vec{w}$ față de referențialul arbitrar S' , derivata de flux a inducției electrice în cele două sisteme fiind aceeași rezultă egalitatea:

$$\left. \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right|_{s'} + \vec{U} \operatorname{div} \vec{D} + \operatorname{rot} (\vec{D} \times \vec{U}) = \left. \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right|_s + \vec{V} \operatorname{div} \vec{D} + \operatorname{rot} (\vec{D} \times \vec{V}) \quad (1)$$

unde $\vec{V}$ este viteza punctului material în raport cu sursă,

$$\vec{U} = \vec{V} + \vec{w}, \quad (2)$$

iar indicii s respectiv s' indica faptul că derivata se efectuează în punctul presupus fix față de S respectiv S' .

Egalitatea (1) este consecința indirectă a independenței derivatei de flux de sistemul de referință. În cele ce urmează se demonstrează direct această egalitate. Rostul unei astfel de demonstrații constă în a permite ca, alegînd arbitrar sistemul de referință, să se ajungă printr-un calcul direct la rezultatul care s-ar fi obținut dacă sistemul ales ar fi fost cel al sursei. Procedînd astfel se evidențiază dependența rotorului intensităților de cîmp electric și magnetic, de fapt dependența acestor intensități, de viteza relativă a punctelor materiale față de surse.

Demonstrația se bazează pe observația că mișcarea solidară a tuturor corpurilor sistemului nu modifică mărimile de stare. Dacă deci se imprimă sistemului de corpuri o mișcare solidară în care viteza punctului în raport cu referențialul S' este $-\vec{w}$, sursa ajunge în repaș în raport cu acest sistem și mărimile de stare rămîn neschimbate. Urmează ca $\left. \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right|_s$ calculat într-un punct fix față de S este egal cu $\left. \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right|_{s', -\vec{w}}$, calculat într-un punct fix în raport cu S' după ce sistemului de corpuri i s-a imprimat

mișcarea specificată mai sus. Deci $\left. \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right|_{s'}$ este egală cu suma dintre $\left. \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right|_s$ și variația în unitate de timp a inducției electrice datorată mișcării punctelor materiale cu viteza $-\vec{w}$. Considerînd o mișcare oarecare:

$$\vec{w} = \vec{w}_0 + \vec{\omega} \times \vec{R}' \quad (2)$$

unde $\bar{w}_0$ este viteza mișcării de translație

$\bar{\omega}$ este viteza unghiulară

$\bar{R}'$ este vectorul de poziție a unui punct geometric, în sistemul S' .

Rezultă că această variație este :

$$-(\bar{w}\nabla)\bar{D} + \bar{\omega} \times \bar{D}. \quad (4)$$

Deci

$$\frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \Big|_{s'} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \Big|_s - (\bar{w}\nabla)\bar{D} + \bar{\omega} \times \bar{D}. \quad (5)$$

Cu egalitatea :

$$\bar{\omega} \times \bar{D} = (\bar{D}\nabla)(\bar{\omega} \times \bar{R}') \quad (6)$$

care se verifică direct, observînd că $(\bar{D}\nabla)\bar{w}_0 = 0$, rezultă :

$$\frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \Big|_{s'} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \Big|_s - (\bar{w}\nabla)\bar{D} + (\bar{D}\nabla)\bar{w} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \Big|_s - \text{rot}(\bar{D} \times \bar{w}) - \bar{w} \text{div} \bar{D} \quad (8)$$

unde s-a ținut seamă de identitatea :

$$\text{rot}(\bar{D} \times \bar{w}) = (\bar{w}\nabla)\bar{D} - (\bar{D}\nabla)\bar{w} - \bar{w} \text{div} \bar{D} + \bar{D} \text{div} \bar{w} \quad (9)$$

și de faptul că $\text{div} \bar{w} = 0$.

Adunînd expresiei (8) suma $\bar{U} \text{div} \bar{D} + \text{rot} \bar{D} \times \bar{U}$, și folosind relația (2), se obține egalitatea (1).

În concluzie, alegînd arbitrar sistemul de referință se poate ajunge printr-un calcul direct, simplu, la expresia derivatei de flux din sistemul de referință constituit de sursă.

OBSERVATIONS CONCERNANT LES FORMES INTEGRALES ET LOCALES DES LOIS DANS LA THEORIE MAXWELL-HERTZ

RÉSUMÉ

On démontre comment peut — on arrivé directement a l'expression de dérivée de flux dans le système de référence de la source en partant d'un système quelconque.

Demonstratia se bazează pe observarea că mișcarea solidului a tuturor corpurilor sistemului nu modifică mărimea de flux. Dacă deci se împart sistemului de corpuri o mișcare solidă în care viteză punctului în raport cu referențialul S' este $\bar{w}$, și viteză de rotație în raport cu acest sistem și mărimea de flux rămâne neschimbată. Dacă sistemul este în mișcare relativă la un sistem de referență S cu viteza $\bar{w}_0$, și viteza unghiulară $\bar{\omega}$, atunci viteza punctului în raport cu S este egală cu $\bar{w} + \bar{w}_0 + \bar{\omega} \times \bar{R}'$, unde $\bar{R}'$ este vectorul de poziție a punctului în raport cu centrul de masă al sistemului. Dacă $\bar{D}$ este densitatea de flux în raport cu S , atunci densitatea de flux în raport cu S' este egală cu $\bar{D} + (\bar{w}\nabla)\bar{D} + \bar{\omega} \times \bar{D}$. Dacă $\bar{U}$ este potențialul vectorial al câmpului magnetic în raport cu S , atunci potențialul vectorial al câmpului magnetic în raport cu S' este egal cu $\bar{U} + (\bar{w}\nabla)\bar{U} + \bar{\omega} \times \bar{U}$. Dacă $\bar{J}$ este densitatea de curent în raport cu S , atunci densitatea de curent în raport cu S' este egală cu $\bar{J} + (\bar{w}\nabla)\bar{J} + \bar{\omega} \times \bar{J}$. Dacă $\bar{E}$ este câmpul electric în raport cu S , atunci câmpul electric în raport cu S' este egal cu $\bar{E} + (\bar{w}\nabla)\bar{E} + \bar{\omega} \times \bar{E}$. Dacă $\bar{B}$ este câmpul magnetic în raport cu S , atunci câmpul magnetic în raport cu S' este egal cu $\bar{B} + (\bar{w}\nabla)\bar{B} + \bar{\omega} \times \bar{B}$. Dacă $\bar{H}$ este câmpul magnetic în raport cu S , atunci câmpul magnetic în raport cu S' este egal cu $\bar{H} + (\bar{w}\nabla)\bar{H} + \bar{\omega} \times \bar{H}$. Dacă $\bar{D}$ este densitatea de flux în raport cu S , atunci densitatea de flux în raport cu S' este egală cu $\bar{D} + (\bar{w}\nabla)\bar{D} + \bar{\omega} \times \bar{D}$. Dacă $\bar{U}$ este potențialul vectorial al câmpului magnetic în raport cu S , atunci potențialul vectorial al câmpului magnetic în raport cu S' este egal cu $\bar{U} + (\bar{w}\nabla)\bar{U} + \bar{\omega} \times \bar{U}$. Dacă $\bar{J}$ este densitatea de curent în raport cu S , atunci densitatea de curent în raport cu S' este egală cu $\bar{J} + (\bar{w}\nabla)\bar{J} + \bar{\omega} \times \bar{J}$. Dacă $\bar{E}$ este câmpul electric în raport cu S , atunci câmpul electric în raport cu S' este egal cu $\bar{E} + (\bar{w}\nabla)\bar{E} + \bar{\omega} \times \bar{E}$. Dacă $\bar{B}$ este câmpul magnetic în raport cu S , atunci câmpul magnetic în raport cu S' este egal cu $\bar{B} + (\bar{w}\nabla)\bar{B} + \bar{\omega} \times \bar{B}$. Dacă $\bar{H}$ este câmpul magnetic în raport cu S , atunci câmpul magnetic în raport cu S' este egal cu $\bar{H} + (\bar{w}\nabla)\bar{H} + \bar{\omega} \times \bar{H}$.

FOLOSIREA OPERATORULUI DENSITĂȚII SPECTRALE APLICAȚII PRIVIND TRANSFERUL SEMNALELOR ALEATOARE

DE

ȘT. GÂRLASU

În [1] s-a definit operatorul densității spectrale de putere și cu această ocazie s-a prezentat drept aplicație un caz mai general de transfer liniar, legat de un circuit de reglare automată. Prin definiție :

$$\mathfrak{D}[X(j\nu) \cdot X^*(j\nu)] = \lim_{T \rightarrow \infty} E \{1/2 T |X^{(t)}(j\nu)|^2\} = G_{xx}(j\nu), \quad (1)$$

$$\mathfrak{D}[X(j\nu) \cdot Y^*(j\nu)] = \lim_{T \rightarrow \infty} E \{1/2 T [X^{(t)}(j\nu) \cdot Y^{*(t)}(j\nu)]\} = G_{xy}(j\nu). \quad (2)$$

În vederea aplicării operatorului $\mathfrak{D}$ la determinarea pe cale analitică a funcțiilor de densitate spectrală proprii și reciproce de putere la sisteme cu transfer liniar a semnalelor aleatoare, se exprimă spectrul de amplitudine al semnalului intern sau de ieșire, care se propune a fi evidențiat, prin intermediul transmitanțelor structurale și a funcțiilor spectrale de amplitudine ale semnalelor care intră în sistem. Se transcrie relația sub formă conjugată, se formează produsele algebrice $X(j\nu) \cdot X^*(j\nu)$ sau $X(j\nu) \cdot Y^*(j\nu)$, cărora li se aplică operatorul $\mathfrak{D}$, cu observația că acesta nu operează asupra transmitanțelor și conjugatelor acestora.

În lucrare se prezintă câteva exemple de aplicare a operatorului $\mathfrak{D}$ pentru a evidenția aspectul metodologic în demonstrarea unor relații cunoscute din dinamica statistică și din teoria sistemelor automate liniare.

1. Relația fundamentală a dinamicii statistice. Se consideră un sistem liniar cu două intrări $x_1(t)$ și $x_2(t)$ și două ieșiri $y_1(t)$ și $y_2(t)$, sistemul fiind caracterizat prin răspunsurile ponderate $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ și $h_{22}(t)$. Primul indice se referă la semnalul de intrare, iar al doilea la semnalul de ieșire (fig. 1). Rezultă :

$$Y_1(j\nu) = H_{11}(j\nu) X_1(j\nu) + H_{21}(j\nu) X_2(j\nu), \quad (3)$$

$$Y_2(j\nu) = H_{12}(j\nu) X_1(j\nu) + H_{22}(j\nu) X_2(j\nu). \quad (4)$$

În (4) se înlocuiește variabila $j\nu$ cu $-j\nu$:

$$Y_2^*(j\nu) = H_{12}^*(j\nu) X_1^*(j\nu) + H_{22}^*(j\nu) X_2^*(j\nu) \quad (5)$$

Se înmulțește relația (3) cu relația (5) :

$$Y_1(j\nu) \cdot Y_2^*(j\nu) = H_{11}(j\nu) H_{12}^*(j\nu) X_1(j\nu) \cdot X_1^*(j\nu) + H_{11}(j\nu) H_{22}^*(j\nu) X_1(j\nu) \cdot X_2^*(j\nu) +$$

$$X_2^*(j\nu) + H_{21}(j\nu) H_{12}^*(j\nu) X_2(j\nu) \cdot X_1^*(j\nu) + H_{21}(j\nu) H_{22}^*(j\nu) X_2(j\nu) \cdot X_2^*(j\nu).$$

Se aplică operatorul $\mathfrak{D}$ acestei relații :

$$\mathfrak{D}[Y_1(j\nu) \cdot Y_2^*(j\nu)] = H_{11}(j\nu) H_{12}^*(j\nu) \mathfrak{D}[X_1(j\nu) \cdot X_1^*(j\nu)] + H_{11}(j\nu) H_{22}^*(j\nu) \mathfrak{D}[X_1(j\nu) \cdot X_2^*(j\nu)] +$$

$$\mathfrak{D}[X_2(j\nu) \cdot X_1^*(j\nu)] + H_{21}(j\nu) H_{12}^*(j\nu) \mathfrak{D}[X_2(j\nu) \cdot X_1^*(j\nu)] + H_{21}(j\nu) H_{22}^*(j\nu) \mathfrak{D}[X_2(j\nu) \cdot X_2^*(j\nu)].$$

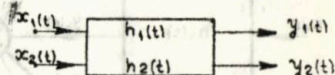


Fig. 1. Sistem liniar cu două intrări și două ieșiri.

Ținând seama de (1) și (2), rezultă :

$$G_{y_1 y_1}(j\nu) = H_{11}(j\nu) \cdot H_{12}^*(j\nu) G_{x_1 x_1}(j\nu) + H_{11}(j\nu) \cdot H_{22}^*(j\nu) G_{x_1 x_2}(j\nu) + \\ + H_{21}(j\nu) H_{12}^*(j\nu) G_{x_2 x_1}(j\nu) + H_{21}(j\nu) H_{22}^*(j\nu) G_{x_2 x_2}(j\nu). \quad (6)$$

Relația (6) s-a obținut direct de la funcțiile semnal, fără utilizarea integralelor de convoluție și de corelație. Particularizînd relația (6), considerînd că funcțiile pondere $h_{12}(t)$ și $h_{21}(t)$ sînt nule, se obține :

$$G_{y_1 y_1}(j\nu) = H_{11}(j\nu) \cdot H_{22}^*(j\nu) G_{x_1 x_1}(j\nu). \quad (7)$$

Dacă elementul are o singură intrare și o singură ieșire, adică $x_1(t) = x_2(t) = x(t)$ și $y_1(t) = y_2(t) = y(t)$, iar $H_{11}(j\nu) = H_{22}(j\nu)$, rezultă :

$$G_{yy}(j\nu) = H_{11}(j\nu) \cdot H_{11}^*(j\nu) G_{xx}(j\nu) = |H_{11}(j\nu)|^2 G_{xx}(j\nu) \quad (8)$$

care constituie relația fundamentală a dinamicii statistice [2], [3] [4]. La acest rezultat se ajunge direct, dacă se consideră de la început elementul liniar cu o intrare și o ieșire, adică :

$$Y(j\nu) = H(j\nu) \cdot X(j\nu); \quad Y^*(j\nu) = H^*(j\nu) \cdot X^*(j\nu).$$

Înmulțind aceste relații și aplicînd operatorul $\mathfrak{D}$, se obține :

$$\mathfrak{D}[Y(j\nu) \cdot Y^*(j\nu)] = H(j\nu) H^*(j\nu) \mathfrak{D}[X(j\nu) \cdot X^*(j\nu)],$$

care conduce nemijlocit la relația (8). Deasemenea avînd :

$$Y(j\nu) X^*(j\nu) = H(j\nu) X(j\nu) X^*(j\nu)$$

rezultă a doua relație fundamentală, prin aplicarea operatorului $\mathfrak{D}$:

$$G_{yx}(j\nu) = H(j\nu) G_{xx}(j\nu).$$

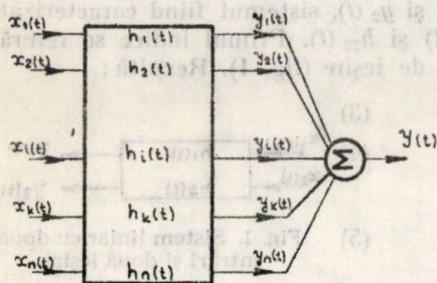


Fig. 2. Sistem liniar cu intrări și ieșiri multiple.

Această demonstrație în forma clasică este lungă și laborioasă, fiind necesar să se facă apel la relația de convoluție și la relațiile WIENER—HINCIN, care se prezintă sub formă integrală.

2. Sistem liniar cu multiple intrări. În fig. 2 este prezentat un sistem liniar cu n intrări $x_i(t); i=1, 2, \dots, n$ și o ieșire măsurabilă $y(t)$ care poate fi considerată suma a n ieșiri $y_i(t), (1, 2, \dots, n)$:

$$y(t) = \sum_{i=1}^n y_i(t) \quad (9)$$

unde $y_i(t)$ este definită ca partea de ieșire care este produsă de intrarea $x_i(t)$ cînd celelalte intrări sînt nule. Între intrarea $x_i(t)$ și ieșirea parțială $y_i(t)$ există o relație de convoluție, prin intermediul răspunsului ponderal $h_i(t)$:

$$y_i(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_i(t) x_i(t-\tau) d\tau; \quad Y_i(j\nu) = H_i(j\nu) \cdot X_i(j\nu),$$

astfel că, punînd $-j\nu$ în loc de $j\nu$, rezultă :

$$Y_i^*(\nu) = H_i^*(j\nu) \cdot X_i^*(j\nu).$$

Se pot forma următoarele grupe de produse :

$$Y_i(j\nu) \cdot Y_k^*(j\nu) = H_i(j\nu) H_k^*(j\nu) X_i(j\nu) X_k^*(j\nu) \quad (10)$$

$$Y_i(j\nu) X_k^*(j\nu) = H_i(j\nu) X_i(j\nu) X_k^*(j\nu) \quad (11)$$

care după aplicarea operatorului $\mathfrak{D}$, în ipoteza că mărimile de la intrare sînt necorelate, adică $R_{x_i x_k}(\tau) = 0$, pentru $i \neq k$:

$$G_{y_i y_i}(j\nu) = H_i(j\nu) H_i^*(j\nu) G_{x_i x_i}(j\nu) \quad (12)$$

$$G_{y_i x_i}(j\nu) = H_i(j\nu) G_{x_i x_i}(j\nu). \quad (13)$$

Ținînd seama de (9) rezultă :

$$G_{yy}(j\nu) = \sum_{i=1}^n |H_{x_i x_i}(j\nu)|^2 G_{x_i x_i}(j\nu), \quad (14)$$

$$G_{y x_i}(j\nu) = G_{y_i x_i}(j\nu) = H_i(j\nu) G_{x_i x_i}(j\nu). \quad (13')$$

Dacă mărimile de intrare $x_i(t)$ sînt corelate, adică $R_{x_i x_k}(\tau) \neq 0$, pentru orice $i, k \in [1; n]$, întreg, rezultă :

$$G_{yy}(j\nu) = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n H_i(j\nu) H_k^*(j\nu) G_{x_i x_k}(j\nu) \quad (15)$$

$$G_{y x_i}(j\nu) = \sum_{k=1}^n H_k(j\nu) G_{x_i x_k}(j\nu) \quad (16)$$

relații care se pot exprima sub forma matriceală :

$$\mathbf{G}_{yy}(j\nu) = \mathbf{H}(j\nu) \mathbf{G}_{xx}(j\nu) \mathbf{H}^{*'}(j\nu) \quad (17)$$

unde $\mathbf{G}_{xx}(j\nu)$ este matricea pătrată de rangul n a funcțiilor de densitate spectrală de putere $H(j\nu)$ este vectorul transmitanțelor $\mathbf{H}^{*'}(j\nu)$ este vectorul conjugat complex transpus al transmitanțelor. În mod analog (16) se scrie :

$$\mathbf{G}_{y y'}'(j\nu) = \mathbf{G}_{xx}(j\nu) \mathbf{H}'(j\nu) \quad (18)$$

în care $\mathbf{G}_{y y'}'(j\nu)$ este vectorul transpus al interspectrelor de putere, iar $\mathbf{H}'(j\nu)$ este vectorul transpus al transmitanțelor.

În ultimele două relații s-a notat :

$$\mathbf{G}_{xx}(\nu) = \begin{bmatrix} G_{x_1 x_1}(\nu) & G_{x_1 x_2}(\nu) & \dots & G_{x_1 x_i}(\nu) & \dots & G_{x_1 x_n}(\nu) \\ G_{x_2 x_1}(\nu) & G_{x_2 x_2}(\nu) & \dots & G_{x_2 x_i}(\nu) & \dots & G_{x_2 x_n}(\nu) \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ G_{x_j x_1}(\nu) & G_{x_j x_2}(\nu) & \dots & G_{x_j x_i}(\nu) & \dots & G_{x_j x_n}(\nu) \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ G_{x_n x_1}(\nu) & G_{x_n x_2}(\nu) & \dots & G_{x_n x_i}(\nu) & \dots & G_{x_n x_n}(\nu) \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\mathbf{H}(\nu) = [H_1(\nu) \ H_2(\nu) \ H_3(\nu) \ \dots \ H_i(\nu) \ \dots \ H_n(\nu)] \quad (20)$$

$$\mathbf{G}_{xy}(\nu) = [G_{x_1 y}(\nu) \ G_{x_2 y}(\nu) \ \dots \ G_{x_i y}(\nu) \ \dots \ G_{x_n y}(\nu)] \quad (21)$$

Din relațiile (20) și (21) se formează vectorii transpuși, respectiv complexi conjugați care intră în expresiile (17) și (18).

CONCLUZII : Din cele prezentate rezultă utilitatea metodologică a operatorului de densitate spectrală de putere, obiectiv care a constituit scopul lucrării. Utilizarea operatorului $\mathcal{D}$ în demonstrarea unor relații fundamentale ale dinamicii statistice arată că acestea se obțin direct plecând de la funcțiile semnal, fără a mai face apel la ecuația de convoluție și la relațiile WIENER-HINCIN, care se prezintă sub formă integrală. Demonstrațiile prezentate sînt scurte și imediate, față de cele clasice efectuate în domeniul timpului care sînt lungi și laborioase.

BIBLIOGRAFIE

1. GÂRLAȘU, Ș.T. Definirea Operatorului Densității Spectrale. Bul. Șt. și Tehn. „Traian Vuia” Timișoara, 22(36), fascicola 1 — 1977. p. 215—217.
2. BENEȘ I. Dynamique Statistique des Circuits de Régulation. Dunod. Paris, 1964.
3. PAPOULIS, A. Probability, Random Variables and Stochastic Processes. Mc. Graw Hill Book Company N.Y. 1965.
4. BENDAT, I. S. PIERSON, A. G. Random Data, Measurement, Analysis and Procedures John Wiley Sons N.Y. 1971.

UTILISATION DE L'OPÉRATEUR DE DENSITÉ SPECTRALE. APPLICATIONS SUR LE TRANSFERT DES SIGNEAUX ALÉATOIRES ȘT. GÂRLAȘU

RÉSUMÉ

L'opérateur de densité spectrale de puissance, introduit par l'auteur, apporte d'avantages méthodologiques pour démontrer les relations connues de la dynamique statistique. L'utilisation de l'opérateur conduit à des démonstrations courtes, en évitant l'équation de convolution et les relations de WIENER-HINCIN, qui se présentent sous forme d'intégrales.

DETERMINAREA FUNCȚIEI DE CORELAȚIE A SEMNALELOR CUANTIZATE LOGARITMIC ÎN BAZA 2

DE

E. PETRIU și DORINA PETRIU

1. **Introducere.** Cuantizarea uniformă introduce o eroare de cuantizare relativă mare în cazul semnalelor mici, eroare ce scade odată cu creșterea amplitudinii lor. Acest fapt este deseori dezavantajos deoarece în practică semnalele cu amplitudine mică sînt mult mai frecvente decît cele cu amplitudine mare. Pentru a înlătura acest dezavantaj se preferă o cuantizare neuniformă. În echipamentele de telecomunicații este astfel folosită în mod frecvent cuantizarea logaritmică [1], [2].

În cuantizările logaritmice pasul de cuantizare este funcție exponențială de valoarea semnalului cuantizat. Astfel semnalele cu amplitudine mică sînt cuantizate mai fin iar cele cu amplitudine mare mai grosier.

Dacă pe lângă refacerea semnalelor pe baza eșantioanelor cuantizate interesează și prelucrarea numerică a acestor eșantioane trebuie să se țină seama de caracterul neuniform al cuantizării logaritmice.

În lucrare se propune un algoritm de estimare a funcției de corelație a semnalelor cuantizate logaritmice în baza 2.

2. **Algoritm de estimare a funcției de corelație a semnalelor cuantizate logaritmice în baza 2:** Se consideră cuantizorul logaritmice avînd caracteristica din fig. 1, descrisă analitic prin relația .

$$NXQ = \begin{cases} (\text{Sign } x) \cdot n, & \text{dacă: } 3/4 \cdot 2^n \cdot q < |x| \leq 3/4 \cdot 2^{n+1} \cdot q, (n=2, 3, 4, \dots); \\ 1, & \text{dacă: } q < |x| \leq 3q; \\ 0, & \text{dacă: } 0 \leq |x| \leq q; \end{cases}$$

q fiind cuanta de măsură uniformă a semnalului x.

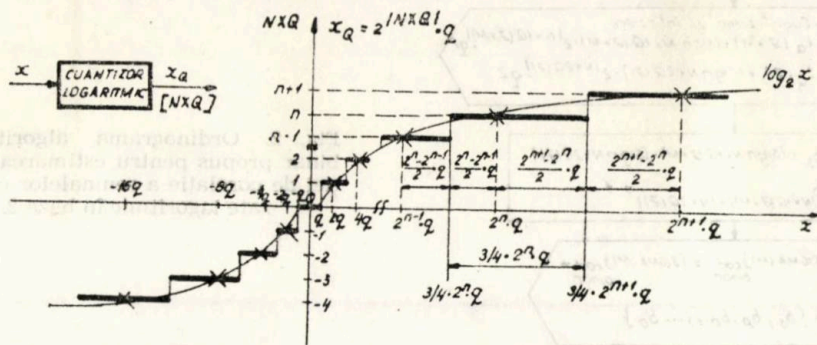


Fig. 1. Caracteristica cuantizorului logaritmice în baza 2.

NXQ reprezintă măsura semnalului x_q obținut la ieșirea cuantizorului cînd la intrarea acestuia se aplică semnalul x , măsură exprimată ca număr de cuante neuniforme. Valoarea semnalului x , exprimată în sistemul de măsură bazat pe cuanta uniformă q , va fi:

$$x_q = (\text{Sign } NXQ) \cdot 2^{|NXQ|} \cdot q; \quad (2)$$

Estimarea valorii funcției de corelație $R_{x_1x_2}^*(M \cdot \Delta t)$ a două semnale x_1 și x_2 prin prelucrarea a N perechi de eșantioane cuantizate x_{1Q} și x_{2Q} se face conform relației binecunoscute [3]:

$$R_{x_1x_2}^*(M \cdot \Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{J=1}^N x_{1Q}((J+M) \cdot \Delta t) \cdot x_{2Q}(J \cdot \Delta t); \quad (3)$$

Ținând seama de (2) relația (3) se poate scrie (omțind pe „ Δt ” pentru simplificarea notațiilor) funcție de măsurile semnalelor cuantizate logaritmic:

$$R_{x_1x_2}^*(M) = \frac{q_1 \cdot q_2}{N} \sum_{J=1}^N [(\text{Sign } NX1Q(J+M)) \cdot (\text{SIGN } NX2Q(J)) \cdot 2^{|NX1Q(J+M)| + |NX2Q(J)|}]; \quad (4)$$

sau

$$R_{x_1x_2}^*(M) = \frac{q_1 \cdot q_2}{N} \sum_{J=1}^N [(\text{Sign } P(J, M)) \cdot |P(J, M)|]; \quad (5)$$

unde semnul produsului a două eșantioane oarecare decalate cu $M \cdot \Delta t$ este:

$$\text{Sign } P(J, M) = (\text{Sign } NX1Q(J+M)) \cdot \text{Sign } NX2Q(J); \quad (6)$$

iar valoarea absolută a respectivului produs este:

$$|P(J, M)| = 2^{|NX1Q(J+M)| + |NX2Q(J)|}; \quad (7)$$

Pentru a face cit mai simplă însumarea cerută de (5) a produselor $P(J, M)$ rezultă din (7) că operațiile trebuiesc făcute în binar. Pentru codificarea unui produs oarecare $P(J \cdot M)$ sînt necesari $(p+2)$ biți:

$$P(J, M) = \{b_s, b_p, b_{p-1}, \dots, b_0\} \quad (8)$$

unde

$$p = \text{Max } \{|NX1Q|\} + \text{Max } \{|NX2Q|\}; \quad (9)$$

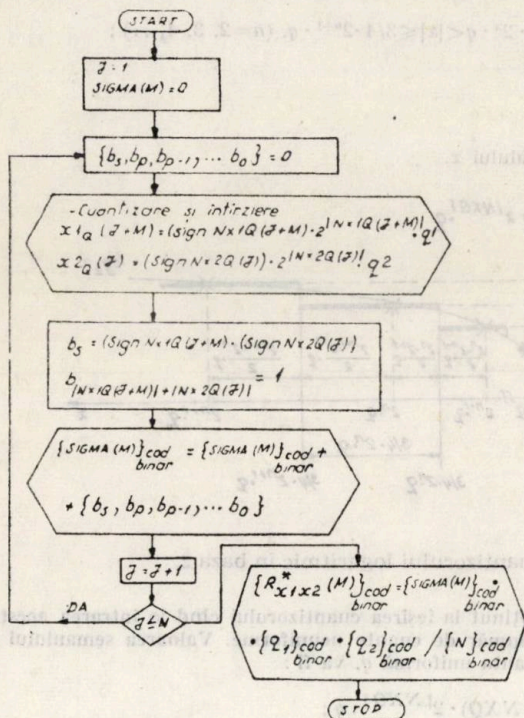


Fig. 2. Ordinograma algoritmului binar propus pentru estimarea funcției de corelație a semnalelor cuantizate lagoritmic în baza 2.

Bitul „ b_p ” se consideră bit de semn, „ b_p ” cel mai semnificativ bit iar „ b_0 ” cel mai puțin semnificativ bit.

Din (6) și (7) rezultă imediat valorile biților din (8):

$$b_s = \text{Sign } P(J, M); \quad (10)$$

$$b_i = \begin{cases} 1, & \text{pentru } i = |NX1Q(J+M)| + |NX2Q(J)|; \\ 0, & \text{pentru } i \neq |NX1Q(J+M)| + |NX2Q(J)|; \end{cases} \quad (11)$$

Suma din expresia (5) se reduce la o adunare binară a unor operanzi binari în codul „semn-mărimă”. Mai mult, dacă se ține seama de faptul că în expresia binară (8) a unui termen oarecare al sumei numai un singur bit de mantisă este „1” iar toți ceilalți sint „0”, însumarea se reduce la numărare. Această observație este importantă din punct de vedere al simplificării schemei aritmetice prin care se implementează algoritmul. Pentru calculul sumei (5) nu este necesar un „acumulator-sumator/scăzător” fiind suficient un „numărător direct/invers”.

Algoritmul binar propus pentru estimarea funcției de corelație a semnelor cuantizate logaritmice în baza 2 va avea în final forma prezentată de ordinograma din fig. 2.

Operațiile de înmulțire și împărțire specificate în ultima procedură se pot efectua foarte simplu prin deplasări la dreapta respectiv la stînga, dacă q_1 , q_2 și N se aleg ca puteri ale lui 2.

3. **Încheiere.** Referindu-se la cazul întîlnit frecvent în practică al cuantizării logaritmice în lucrare se propune un algoritm binar de estimare a valorilor funcției de corelație a semnalelor cuantizate logaritmice în baza 2.

Algoritmul propus este conceput în ideea implementării sale cit mai economice într-un dispozitiv de calcul binar.

BIBLIOGRAFIE

1. V. Stoica., „Transmiterea informației discrete”, curs I. P. „Traian Vuia”, Timișoara, 1976.
2. K. W. Cattermole., „Principles of pulse code modulation”, -- Iliffe Book Ltd, London 1969
3. Iu. E. Gribov, G. P. Veselova, V. N. Andreev., „Avtomaticeskie tîfrovie correlatori” — Energhia, Moskva 1971.

CORRELATION FUNCTION ESTIMATION OF 2 — BASIS LOGARITHMIC QUANTIZED SIGNALS

ABSTRACT

A binar algorithm for correlation function estimation of 2 — basis logarithmic quantized signals, is proposed. The algorithm was conceived in idea of an economic hardware implementation.

METODA DE OPTIMIZARE A UNUI SISTEM UTILIZÎND ANALIZORUL ARMONIC ȘI CORELATORUL

DE

ȘT. GÂRLAȘU

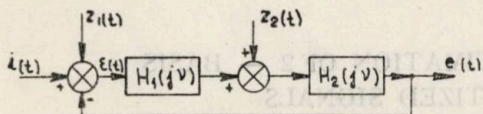
Metoda se bazează pe legătura dintre valoarea medie patrată și densitatea spectrală proprie de putere a unui semnal :

$$\bar{x}^2 = \psi_x^2 = R_{xx}(0) = \int_0^{FM} G_{xx}(\nu) d\nu \quad (1)$$

în care $G_{xx}(\nu)$ este densitatea spectrală unilaterală, unde $\nu \in [0; F_M]$, F_M fiind frecvența maximă a spectrului. Se consideră un sistem de reglare automată (SRA) buclat, cu mai multe intrări, dintre care una reprezintă semnalul de referință $i(t)$, iar restul sînt perturbații $z_1(t)$ și $z_2(t)$, cele trei semnale fiind necorelate. Exprimînd abaterea sub formă complexă, rezultă :

$$\varepsilon(j\nu) = I(j\nu) J(j\nu) + Z_1(j\nu) J(j\nu) - Z_2(j\nu) H_2(j\nu) J(j\nu) \quad (2)$$

unde s-a pus :



$$J(j\nu) = \frac{1}{1 + H_1(j\nu) \cdot H_2(j\nu)},$$

Fig. 1. Sistem de reglare automată cu o intrare și două perturbații.

Aplicînd operatorul $\mathcal{D}$ [1] relației (2), adică evaluînd :

$$G_{\varepsilon\varepsilon}(j\nu) = \mathcal{D} [\varepsilon(j\nu) \cdot \varepsilon^*(j\nu)],$$

se obține :

$$G_{\varepsilon\varepsilon}(j\nu) = G_{ii}(j\nu) |J(j\nu)|^2 + G_{z_1 z_1}(j\nu) |J(j\nu)|^2 + G_{z_2 z_2}(j\nu) |H_2(j\nu) \cdot J(j\nu)|^2. \quad (3)$$

Integrînd această relație pe intervalul benzii B cu $\nu \in [0; F_M]$, adică $B = F_M$, se obține, în baza relației (1) :

$$\bar{\varepsilon}^2 = \bar{\varepsilon}_i^2 + \bar{\varepsilon}_{z_1}^2 + \bar{\varepsilon}_{z_2}^2 \quad (4)$$

în care :

$$\bar{\varepsilon}^2 = \int_0^{FM} G_{\varepsilon\varepsilon}(\nu) d\nu = R_{\varepsilon\varepsilon}(0). \quad (5)$$

În cazul că semnalul $\varepsilon(t)$ este centrat, adică valoarea medie teoretică $\mu_\varepsilon = 0$. $R_{\varepsilon\varepsilon}(\tau) = C_{\varepsilon\varepsilon}(\tau)$, funcția de autocorelație $R_{\varepsilon\varepsilon}(\tau)$ devine egală cu cea de autocovarianță și în aceste condiții :

$$C_{\varepsilon\varepsilon}(0) = D_\varepsilon = \bar{\sigma}_\varepsilon^2,$$

astfel că valoarea ariei de sub funcția de densitate spectrală este numeric egală cu dispersia semnalului $\varepsilon(t)$.

Componentele valorii $\bar{\varepsilon}^2$, a erorii totale a SRA, sînt :

$$\bar{\varepsilon}_i^2 = \int_0^{F_M} G_{ii}(\nu) |J(\nu)|^2 d\nu, \quad (6)$$

$$\bar{\varepsilon}_{z_1}^2 = \int_0^{F_M} G_{z_1 z_1}(\nu) |J(\nu)|^2 d\nu, \quad (7)$$

$$\bar{\varepsilon}_{z_2}^2 = \int_0^{F_M} G_{z_2 z_2}(\nu) |H_2(j\nu) J(j\nu)|^2 d\nu. \quad (8)$$

Relația (4) arată că valoarea medie a patratului abaterii SRA este formată din atîtea componente cîte semnale exterioare intră în circuit. Utilizarea operatorului $\mathcal{D}$ a condus la evidențierea imediată a aditivității erorilor provocate de semnalele exterioare ale SRA. Eroarea globală a sistemului $\bar{\varepsilon}^2$ se poate determina experimental pe două căi : a. utilizînd un corelator automat și pentru $\tau=0$ se determină valoarea $R_{xx}(0)$ sau $C_{xx}(0)$, b. utilizînd un analizor spectral care furnizează spectrul $G_{xx}(\nu)$ și plarimetrînd aria de sub această curbă și axele de coordonate se determină $\bar{\varepsilon}^2$. Eroarea $\bar{\varepsilon}^2$ se poate determina și analitic dacă se cunosc transmitanțele $H_1(j\nu)$, $H_2(j\nu)$ și $J(j\nu)$ și evaluînd integralele varianței [2], [3], [4], date de relațiile (6), (7) și (8), care exprimă componentele după semnal ale erorii globale. Aceste considerații teoretice au condus la elaborarea unei metode de optimizare a unui SRA, utilizînd un analizor armonic sau un corelator. Metoda de optimizare presupune minimizarea erorii $\bar{\varepsilon}^2$.

a. **Optimizarea cu analizorul armonic.** Dacă spectrul de putere $G_{xx}(\nu)$ se determină prin metoda directă, pornind de la semnale, fără trecere prin faza de corelație, se va proceda la optimizare, modificînd unul din elementele reglabile ale transmitanței $H_1(j\nu)$, respectiv a regulatorului, pînă cînd aria $A = \int_0^{F_M} G(\nu) d\nu$, devine minimă. Dacă analizorul armonic este de tipul în timp real, cu ieșire numerică, se poate prevedea un sumator numeric care să furnizeze direct valoarea $A = R_{xx}(0) = \bar{\varepsilon}^2$. Pentru $\bar{\varepsilon}_{min}^2$ corespunde o valoare bine determinată a unui parametru de acord, de exemplu o rezistență de pe calea de reacție a unui regulator, realizat cu un amplificator operațional.

b. **Optimizarea cu corelatorul în timp real.** În acest caz se poate evidenția direct eroarea medie patratică globală $\bar{\varepsilon}^2$ cu corelatorul în timp real în funcționare pe modul autocorelație, stabilind valoarea $R_{xx}(0)$ pentru $\tau=0$, valoare care reprezintă pe $\frac{1}{2}\varepsilon_e^2$ în cazul semnalului necentrat și respectiv pe τ_e^2 dacă semnalul $\varepsilon(t)$ este centrat. În experimentările de identificare, semnalul pseudo aleator se introduce numai la intrarea SRA, nefiind posibilă decît cu mijloace tehnice adecvate ridicarea nivelului energetic al semnalului $z_2(t)$ pentru a fi introdus în SRA pe traseul său direct, astfel că $z_2(t)=0$. În aceste condiții $\bar{\varepsilon}^2 = \bar{\varepsilon}_i^2 + \bar{\varepsilon}_{z_1}^2$. Dacă semnalul de intrare este constant $i=i_0$, rezultă că valoarea

$$\bar{\varepsilon}_i^2 = i_0^2 |J(0)|^2$$

și exprimă componenta continuă a erorii totale $\bar{\varepsilon}^2$. Partea variabilă cu frecvența este determinată de componenta $\bar{\varepsilon}_{z_1}^2$, care poate fi minimizată făcînd minimă intercovarianța dintre $\bar{\varepsilon}(t)$ centrat și $z(t)$ care este furnizat sub formă centrată de generatorul de zgomot. Cu corelatorul în timp real se determină intercovarianța $C_{ez}(\tau)$ și se reține valoarea maximă $C_{ez}(\tau)_{max}$. Se operează modificarea parametrilor reglabili din transmitanța $H_1(j\nu)$, pînă cînd $C_{ez}(\tau)_{max}$ devine minim și în aceste condiții $\bar{\varepsilon}_{z_{min}}^2 = k C_{ez}(\tau)_{max, min}$, ceea ce conduce la minimizarea erorii totale $\bar{\varepsilon}^2$.

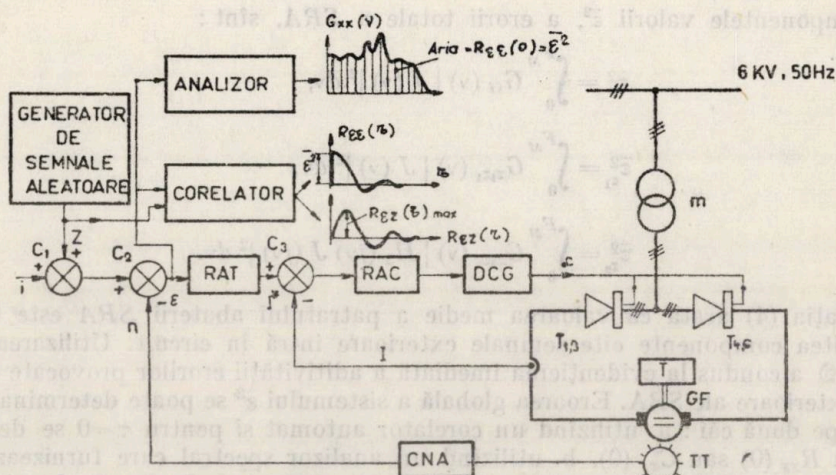


Fig. 2. Reglarea turației generatorului frână. Optimizarea SRA cu analizorul și corelatorul în timp real :

RAT — regulator automat de turație; RAC — regulator automat de curent; DCG — dispozitiv de comandă pe grilă; T — turbină; GF — generator frână; CNA — convertor numeric — analogic; TT — traductor de turație.

SRA pe care s-au efectuat măsurătorile, indicat în fig. 2 este format dintr-un grup generator frina de curent continuu — turbina hidraulică, alimentat de la rețea prin transformatorul m și o punte dublă comandată prin două bucle de reglare, una de curent și cealaltă de turație. În transmitanța $H_1(jv)$ intră cele două regulatoare RAT și RAC, ai căror parametrii sînt stabiliți în prima fază de acordare pe cale analitică după criteriile Kessler. Valorile finale sînt determinate după acordarea experimentală cu corelatorul sau analizorul, prin minimizarea valorii reale ε^2 . Acordarea experimentală utilizează corelatorul la evaluarea autocorelației $R_{\varepsilon\varepsilon}(0) = \varepsilon^2$, precum și a intercovarianței $C_{\varepsilon\varepsilon}(\tau)$, care au condus la aceleași valori ale parametrilor de acord.

BIBLIOGRAFIE

1. Gârlășu, Șt. Definirea Operatorului Densității Spectrale. Bul. Șt. și Tehn. al Institutului Politehnic „Traian Vuia” Timișoara, tom. 22(36) fasc. 1—1977, pp. 208—212.
2. Beneș I. Dynamique Statistique de Circuits de Régulation. Dunod, Paris 1964.
3. Gârlășu Șt. Mihăilescu I. Budișan N. Evaluarea Integralei Patratului Modulului din Dinamica Statistică a SRA. A. III-a Conferință Națională a Electricienilor, secția IV, București 21—23, sept. 1971. pp. 29—43.
4. Gârlășu, Șt. Popp C.; Kovacs, A.; Ionel, S.; Algoritme și Programe pentru evaluarea integralei varianței. Simpozionul de informatică și conducere, Cluj-Napoca 1977, pp. 110—111.

METHODE D'OPTIMISATION D'UN SYSTÈME PAR L'ANALYSEUR HARMONIQUE ET LE CORRÉLATEUR

RÉSUMÉ

On présente les considérations théoriques de la méthode appuyée sur les fonctions de corrélations et de densité spectrale de puissance, en utilisant l'opérateur de densité spectrale. On met en évidence l'aditivité des moyens du carré de l'erreur du système et on indique la possibilité de minimiser cette erreur par l'analyseur et le corrélateur en temps réel.

ASUPRA PROIECTĂRII MIEZULUI MAGNETOSTRICTIV UTILIZAT LA GENERATOARE DE ULTRASUNETE

DE

I. DELESEGA

1. Generalități. Producerea vibrațiilor elastice din domeniul ultrasunetelor se realizează cu generatoare ce pot funcționa după diverse principii (aero- sau hidrodinamic, piezoelectric, magnetostrictiv etc.). În aplicațiile industriale cele mai convenabile generatoare pentru obținerea unor radiații puternice sînt cele magnetostrictive. Proiectarea acestor generatoare impune rezolvarea mai multor etape: calculul miezului magnetostrictiv, calculul înfășurării de excitație și adaptarea ei la generatorul electronic de oscilații, calculul concentratorului acustic, determinarea punctelor de fixare mecanică a generatorului.

Din consultarea literaturii de specialitate reiese existența unor metode suficient de bine puse la punct în ceea ce privește rezolvarea etapelor enumerate, cu excepția proiectării miezului propriu-zis, unde proiectantul găsește doar metode incomplete cu referințe matematice complicate, ce creează dificultăți serioase în munca obișnuită de proiectare.

Sintetizînd formulele și graficele din literatură, articolul prezintă o cale de proiectare originală, simplă, pentru miezul magnetostrictiv al unui generator de ultrasunete.

2. Metoda de calcul. Metoda propusă se referă la un miez de forma indicată în figura 1 (se preferă utilizarea miezurilor de acest gen — formă închisă). Datele inițiale: *a*) puterea acustică cerută (P_{ac}); *b*) frecvența de rezonanță impusă (f).

— Date ce se aleg de către proiectant: *a*) materialul miezului; *b*) mărimile geometrice q , s , $\frac{b}{a+b}$ (figura 1); *c*) amplitudinea inducției magnetice de lucru (B).

— Rezultatele calculului: mărimile geometrice a , b , d (figura 1).

La alegerea amplitudinii inducției magnetice B , se consideră mai întîi curba alungirii relative $\frac{\Delta l}{l}$ în funcție de intensitatea cîmpului magnetic aplicat H , al materialului ales (de exemplu figura 2 *a*).

Se alege un punct de funcționare situat în cotul curbei (din motive de eficiență). Din curba $B(H)$ sau dacă există, din $\frac{\Delta l}{l}(B)$ (figura 2 *b*), rezultă inducția magnetică căutată B [T]. Pentru a exclude folosirea unei surse oscilatoare de excitație de putere prea mare (necesară creării valorii lui B), se obișnuiește utilizarea suprapunerii unui cîmp magnetic constant de polarizare H_0 , inducția magnetică B rezultînd din adunarea lui H_0 cu H . H_0 se alege în așa fel ca inducția magnetică de polarizare corespunzătoare să fie $B_0 = 60\%$ B .

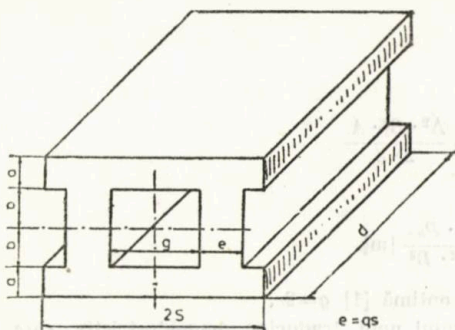


Fig. 1

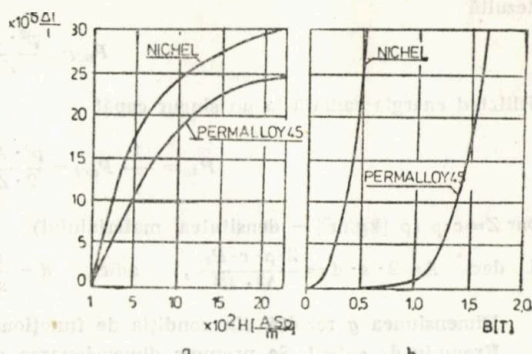


Fig. 2.

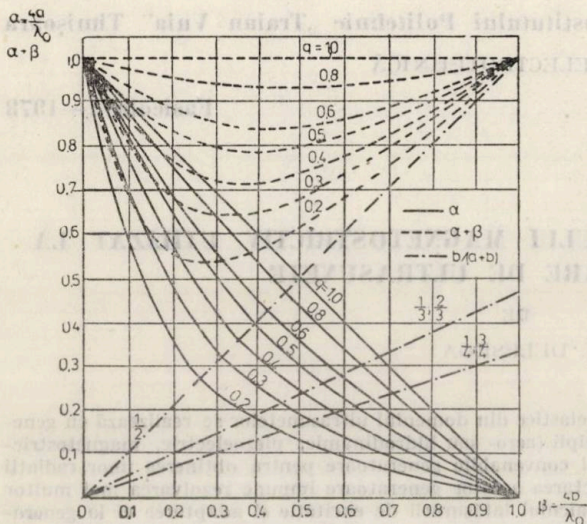


Fig. 3.

rele ipoteze simplificatoare : miez încastrat la mijloc, forță de magnetostricțiune uniform repartizată pe suprafața de radiație, presiunea și viteza particulelor de pe această suprafață în fază, dependență liniară dintre inducția magnetică excitantă și deformarea miezului. În aceste condiții, avem la dispoziție o serie de relații simple :

— proporționalitatea dintre forța magnetostrictivă superficială și amplitudinea inducției magnetice excitante

$$\frac{F}{A} = \Lambda \cdot B = p \quad \text{unde :}$$

F [N] — forța magnetostrictivă ; A [m²] — aria suprafeței de radiație perpendiculară pe direcția de radiație ; Λ [N/Wb] — constantă de deformare de magnetostricțiune caracteristică materialului ales ; p [N/m²] — valoarea efectivă a presiunii unei acustice.

— expresia vitezei unei particule de pe suprafața de radiație, sub acțiunea forței de magnetostricțiune superficială

$$u = \frac{F}{Z \cdot A} = \frac{p}{Z} \quad \text{unde :}$$

$u \left[\frac{\text{m}}{\text{s}} \right]$ — viteza particulei ; Z [Ns/m³] — impedanța acustică specifică ;

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

$$P_{act} = F \cdot u \quad [\text{W}]$$

Rezultă

$$P_{act} = \frac{p^2 \cdot A}{Z}.$$

Utilizând energia radiată la un singur capăt

$$P_{ac} = \frac{1}{2} P_{act} = \frac{p^2 \cdot A}{2 \cdot Z} = \frac{\Lambda^2 \cdot B^2 \cdot A}{2 \cdot Z}$$

Dar $Z = c \cdot \rho$ (ρ [kg/m³] — densitatea materialului)

și deci $A = 2 \cdot s \cdot d = \frac{2 \cdot \rho \cdot c \cdot P_{ac}}{\Lambda^2 \cdot B^2}$, adică $d = \frac{\rho \cdot c \cdot P_{ac}}{s \cdot \Lambda^2 \cdot B^2}$ [m].

Dimensiunea g rezultă din condiția de funcționare optimă [1] $g = 2e$.

Exemplu de calcul. Se propune dimensionarea miezului unui traductor magnetostrictiv, care să funcționeze la frecvența de rezonanță de $f = 18\,000$ Hz și să radieze puterea $P_{ac} = 1\,000$ W.

Pentru obținerea dimensiunilor a și b se propune utilizarea curbelor condiției de rezonanță a miezului (figura 3), curbele respective existând trasate în [1].

Pe această figură se caută intersecția dintre curba raportului $\frac{b}{a+b}$ (cu linie-punct) ales și curba α (β) (cu linie plină) corespunzătoare raportului q de asemenea ales. Punctul respectiv ne indică mărimile de calcul α și β din care rezultă simplu

$$a = \alpha \frac{\lambda}{4} \quad [\text{m}] \quad \text{și} \quad b = \beta \frac{\lambda}{4} \quad [\text{m}] \quad \text{unde :}$$

$\lambda = \frac{c}{f}$ [m] lungimea de undă ; $c \left[\frac{\text{m}}{\text{s}} \right]$ viteza sunetului ; f [Hz] frecvența de rezonanță.

Dimensiunea d se determină din calculul suprafeței de radiație $A = 2sd$ necesară puterii acustice cerute P_{ac} .

Pentru obținerea unei formule aplicabile în practică, se consideră următoarea

— expresia vitezei unei particule de pe suprafața de radiație, sub acțiunea forței de magnetostricțiune superficială

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

— expresia puterii acustice totale radiate la cele două capete ale miezului

Se aleg : $q=0,4$; $s=0,03$ m ; $\frac{b}{a+b} = \frac{2}{3}$ iar ca material : nichel (cu caracteristicile $c=4\,760 \frac{\text{m}}{\text{s}}$,
 $\rho=8,7 \cdot 10^3 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$, $\Lambda=-4,8 \cdot 10^6 \frac{\text{N}}{\text{Wb}}$). Considerînd necesar un cîmp de polarizare continuu $H_0=$
 $=200 \frac{\Lambda \cdot \text{sp}}{\text{m}}$ din curba de pe figura 2 a alegem punctul de funcționare la $H_0+H=1\,100 \frac{\Lambda \cdot \text{sp}}{\text{m}}$. Din
 figura 2 b imediat rezultă $B=0,5$ T. Se verifică de asemenea $B_0=60\%$ $B=0,3$ T. Dar $\lambda = \frac{c}{f} =$
 $= \frac{4\,760}{18\,000} = 0,2644$ m. Punctul de intersecție al curbei $\frac{b}{a+b} = \frac{2}{3}$ cu curba $\alpha(\beta)$ corespunzătoare lui
 $q=0,4$ (figura 3) dă $\alpha=0,24$ și $\beta=0,5$. Deci $a=\alpha \frac{\lambda}{4} = \frac{0,24 \cdot 0,2644}{4} = 0,016$ m și $b=\beta \frac{\lambda}{4} =$
 $= \frac{0,5 \cdot 0,2644}{4} = 0,033$ m. De aici $d = \frac{\rho c P_{ac}}{\Lambda^2 B^2 s} = \frac{8,7 \cdot 10^3 \cdot 4\,760 \cdot 1\,000}{(4,8 \cdot 10^6)^2 \cdot 0,5^2 \cdot 0,03} = 0,239$ m, iar
 $g=2c=2 \cdot 0,4 \cdot 0,03=0,024$ m.

3. **Considerente constructive.** Pentru miezul traductoarelor care lucrează pînă la 30 kHz se recomandă utilizarea unor tole de $0,3 \div 0,4$ mm grosime, decupate în așa fel ca direcția fluxului magnetic de excitație să formeze 45° cu direcția de laminare. Tolele se izolează între ele fie prin lac, fie prin formare de oxid la încălzire. Bavurile tolelor de pe suprafața de radiație se prelucerează cu tehnologiile cunoscute. Pentru asamblare, ca tole exterioare de margine se utilizează tole de grosimea $0,5 \div 2$ mm.

4. **Concluzii.** Metoda de calcul propusă este o metodă rapidă, simplă și permite alegerea de variante în funcție de necesități. Este utilă proiectării miezurilor magnetostrictive de puteri acustice ridicate, în domeniul frecvențelor medii și joase, cu aplicații la prelucrări de metale, iradiere de metal lichid etc.

BIBLIOGRAFIE

1. Hueter, T. F., Bolt, R. H., Sonics, New York, London, John Wiley & Sons, Inc., 1960.
2. Crawford, A. E., Ultrasonic Engineering, London, Butterworths Scientific Publications, 1955.

A DESIGN METHOD FOR THE MAGNETOSTRICTIVE CORE OF ULTRASONIC GENERATORS

SUMMARY

The purpose of this paper is to give an easy, original design way for the core of high power magnetostrictive transducers.

STUDIUL COMPORTĂRII LA SCURT-CIRCUIT A MAȘINILOR ASINCRONE CU BARE ÎNALTE ÎN ROTOR

DE

P. GHEJU, O. RARINCA, V. DUSA, GH. DINU

1. **Introducere.** Metodele analitice de studiu a comportării mașinilor asincrone la apariția unui scurtcircuit, folosite în literatura de specialitate, se referă fie la mașini asincrone cu rotor bobinat [1], fie la mașini asincrone cu două colivii rotorice [2], [3], [4]. Referirile la mașinile asincrone cu bare înalte în rotor sînt foarte limitate [5].

În lucrarea de față se prezintă expresiile analitice deduse pentru curenții stabiliți spre locul de scurtcircuit de către mașinile asincrone cu bare înalte în rotor. Rezultatele obținute în urma încercărilor experimentale de scurtcircuit efectuate de către autori cu mașini cu bare înalte în rotor, au dovedit că expresiile analitice deduse descriu cu fidelitate variația în timp a acestor curenți. Prelucrind rezultatele experimentale în concordanță cu expresiile analitice obținute s-au determinat valorile caracteristice ale curenților, precum și valorile parametrilor tranzitorii ai mașinilor respective.

2. **Prezentarea expresiilor analitice pentru curenți.** Pentru studiul fenomenului de scurtcircuit trifazat brusc la bornele mașinii asincrone cu bare înalte în rotor, mașina reală a fost înlocuită cu una echivalentă avînd două colivii rotorice fictive cu parametrii constanți. În acest scop s-a ținut seama de faptul că ordinul de mărime al timpului în care mașina asincronă stabilește curenți spre locul de scurtcircuit este de zeci de milisecunde și în acest timp extrem de scurt, din cauza inerției, alunecarea mașinii rămîne practic constantă, fiind deci cunoscută din regimul anterior scurtcircuitului. Ținînd seama de acest lucru, relațiile de legătură între parametrii coliviei cu bare înalte și ai celor două colivii fictive ale mașinii echivalente au fost stabilite conform metodei folosite în [6]. Pentru mașina cu două colivii fictive au fost apoi deduse ecuațiile în sistemul de coordonate d, q rigid legat de rotor, adoptînd în acest scop următoarele ipoteze simplificatoare: considerarea repartiției sinusoidale a inducției magnetice în întregier; neglijarea fenomenului de saturație, de histereză și curenți turbionari din miezul magnetic; neglijarea efectelor create de creștăturile statorului și rotorului; mașina prezintă simetrie electrică, magnetică și constructivă.

S-a presupus că scurtcircuitul trifazat la bornele mașinii se produce la momentul $t=0$ și că tensiunile trifazate echilibrate aplicate fazelor statorice 1, 2, 3 în regimul de funcționare anterior scurtcircuitului au expresiile:

$$u_n = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \alpha_n) \quad (1)$$

unde $n=1, 2, 3$; $\alpha_2 = \alpha_1 - 2\pi/3$; $\alpha_3 = \alpha_1 - 4\pi/3$. Unghiurile $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ sînt numite unghiuri de conectare, iar ω este pulsația unghiulară sincronă. În aceste condiții, rezolvînd sistemul de ecuații ale mașinii echivalente cu două colivii fictive, în ipoteza neglijării curenților homopolari rotorici, rezultă pentru curenții de scurtcircuit ai fazelor 1, 2, 3 expresiile:

$$\begin{aligned} i_n &= i_{an} + i'_{pn} + i''_{pn} = \\ &= i_{a0} \cdot \exp(-t/T_a) \cdot \sin\{[(1-s)\omega - \omega_1]t + \alpha_n - \varphi_{01} - \varphi_{02}\} + \\ &+ i'_p \cdot \exp(-t/T') \cdot \sin\{[(1-s)\omega - \omega_2]t + \alpha_n + \pi/2 - \varphi'\} + \\ &+ i''_p \cdot \exp(-t/T'') \cdot \sin\{[(1-s)\omega - \omega_3]t + \alpha_n + \pi/2 - \varphi''\}. \end{aligned} \quad (2)$$

unde :

$$i_{a0} = \frac{\sqrt{2}U}{X''} \frac{\omega}{\sqrt{b_1^2 + \omega^2}} \sqrt{\frac{(1-s)^4 \omega^4 + (1-s)^2 \omega^2 (c_0^2 - 2b_1c_0 - 2c + 2b_1^2) + (c - b_1c_0 + b_1^2)^2}{(1-s)^4 \omega^4 + (1-s)^2 \omega^2 (b_0^2 - 2b_1b_0 - 2b + 2b_1^2) + (b - b_1b_0 + b_1^2)^2}}$$

$$i'_p = \left(\frac{\sqrt{2}U}{X'} - \frac{\sqrt{2}U}{X_1} \right) \frac{\omega b_2}{\sqrt{(b_2^2 + s^2 \omega^2) [(b_2 - b_1)^2 + (1-s)^2 \omega^2]}}$$

$$i''_p = \left(\frac{\sqrt{2}U}{X''} - \frac{\sqrt{2}U}{X'} \right) \frac{\omega b_3}{\sqrt{(b_3^2 + s^2 \omega^2) [(b_3 - b_1)^2 + (1-s)^2 \omega^2]}}$$

$$\operatorname{tg} \varphi_{01} = \frac{(1-s) \omega \{[(1-s)^2 \omega^2 + b_1^2] (b_0 - c_0) - c b_0 + b c_0 - 2b_1 (c - b)\}}{a_1 a_2 + a_3}$$

$$\operatorname{tg} \varphi_{02} = \frac{\omega}{b_1}; \quad \operatorname{tg} \varphi' = \frac{s(1-s) \omega^2 + b_2 (b_2 - b_1)}{(1-2s) \omega b_2 + s \omega b_1};$$

$$\operatorname{tg} \varphi'' = \frac{s(1-s) \omega^2 + b_3 (b_3 - b_1)}{(1-2s) \omega b_3 + s \omega b_1}$$

$$b_1 \approx 1/T_a; \quad b_2 \approx 1/T'; \quad b_3 \approx 1/T''; \quad b = b_2 b_3; \quad b_0 = b_2 + b_3;$$

$$i'_p = \sqrt{2}U/X' = \sqrt{2}I'; \quad i''_p = \sqrt{2}U/X'' = \sqrt{2}I''; \quad c = c_2 c_3 \approx X''/X_1 T' T'';$$

$$c_0 = c_2 + c_3 \approx (1 + X''/X_1) / T' + (1/T'' - 1/T') X''/X';$$

$$a_1 = (1-s)^2 \omega^2 - c + b_1 c_0 - b_1^2; \quad a_2 = (1-s)^2 \omega^2 - b + b_1 b_0 - b_1^2;$$

$$a_3 = \omega^2 (1-s)^2 (c_0 - 2b_1) (b_0 - 2b_1)$$

iar: $p_1 = -1/T_a - j\omega_1$; $p_2 = -1/T' - j\omega_2$; $p_3 = -1/T'' - j\omega_3$ sînt rădăcinile impedanței operaționale mașinii; X'' , X' , X_1 sînt reactanța supratranzitorie, tranzitorie, respectiv reactanța sincronă; T'' , T' , T_a sînt constante de timp supratranzitorie, tranzitorie, respectiv a componentei de frecvență foarte mică; i''_p , i'_p sînt amplitudinea componentei supratranzitorii, respectiv tranzitorii a curentului de scurtcircuit.

Analizînd relația (2) a curentului se constată că acesta are trei componente amortizate. La parametrii uzuali ai mașinilor în [2] se arată că $\omega \approx (1-s) \omega$; $\omega_2 \approx \omega_3 \approx 0$. Acest lucru a fost verificat experimental de către autori pe oscilogramele obținute pentru curenții stabiliți spre locul de scurtcircuit de către mașinile asincrone cu bare înalte în rotor. Avînd în vedere acest lucru, rezultă că prima componentă (i_{an}) a curentului are o frecvență foarte mică, în mod obișnuit ea asimilîndu-se cu o componentă aperiodică cu constanta de amortizare T_a , iar celelalte două componente amortizate, numite tranzitorie (i'_{pn}) și supratranzitorie (i''_{pn}) sînt periodice, avînd frecvențe foarte apropiate de $(1-s) \omega$ și constantele de amortizare T' , respectiv T'' . Aceste aspecte sînt amintite tangențial în literatură [2], [3] pentru mașinile cu două colivii rotorice, fără extinderea rezultatelor și la mașinile cu bare rotorice înalte.

Deoarece în literatură [1] se recomandă pentru calculul curenților de scurtcircuit proveniți de la mașinile asincrone folosirea reactanței de pornire X_k a mașinii, determinată din proba cu rotor calat, s-a calculat, tot cu ajutorul sistemului de ecuații al mașinii echivalente, raportul dintre această reactanță și reactanța supratranzitorie:

$$\frac{X_k}{X''} = \frac{(b - \omega^2) (c - \omega^2) + \omega^2 b_0 c_0}{(c - \omega^2)^2 + \omega^2 c_0^2} \quad (3)$$

Relația (3) scoate în evidență că între valorile celor două reactanțe există diferențe, care în cazul mașinilor asincrone cu bare înalte în rotor pot fi foarte mari. Din acest motiv, la calculul curenților stabiliți de mașinile asincrone spre locul de scurtcircuit nu este recomandabilă folosirea reactanței rezultată din proba cu rotor calat, ci a celei supratranzitorii.

3. Verificări și rezultate experimentale. Pentru verificarea valabilității studiului teoretic întreprins s-au efectuat probe de scurtcircuit trifazat brusc la bornele mașinilor asincrone cu bare rotorice înalte, ale căror caracteristici de catalog sînt redată în tabela nr. 1.

Tabela nr. 1

Tip motor	U_n [kV]	P_n [kW]	I_n [A]	$\cos \varphi_n$	n rot/min	I_o [A]	I_{sc} [A]	U_{sc} [V]	P_{sc} [kW]	S [%]	η [%]	$\frac{M_{max}}{M_n}$	$\frac{M_p}{M_n}$	GD^2 [daNm ²]
MIB 2 EXE II MAB 2 400 Y	6	400	50,2	0,825	992	21,4	350	975	21,2	0,80	93,3	3,05	1,22	83,0
	6	315	30,2	0,870	1 485	13,0	235	960	18,5	1,06	93,2	2,60	1,30	25,9

Au fost oscilografiate curenții de scurtcircuit ai tuturor fazelor. Pentru a exclude posibilitatea de apariție a unor erori întâmplătoare, proba de scurtcircuit a fost repetată de patru ori în aceleași condiții. În acest fel s-au obținut și unghiuri diferite de conectare. În fig. 1 se prezintă un exemplu de oscilogramă, obținută în urma unei probe de scurtcircuit.

Verificarea cea mai concludentă că expresia analitică obținută (2) descrie destul de precis variația în timp a curentului stabilit spre locul de scurtcircuit de către mașina asincronă cu bare înalte în rotor, este faptul că din oscilogramele obținute în urma probelor de scurtcircuit s-au putut separa

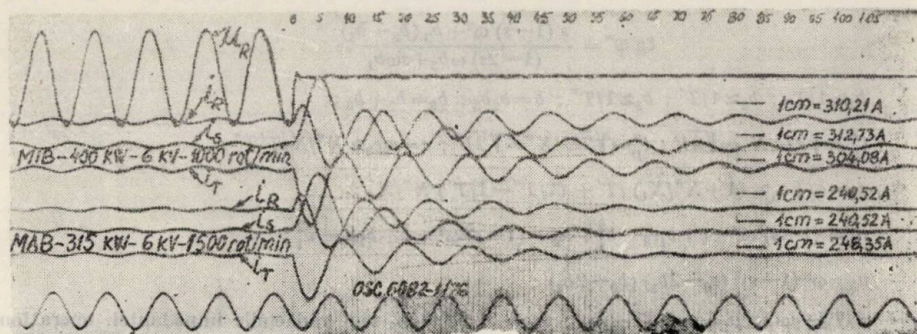


Fig. 1. Oscilogramă a curenților stabiliți spre locul de scurtcircuit de către două mașini asincrone cu bare înalte în rotor.

componenta aperiodică și cele două componente periodice, folosind reprezentări în sistemul de axe semilogaritmice. În acest sens s-a putut constata că valorile experimentale maxime ale celor două componente periodice amortizate și valorile momentane ale componentei aperiodice s-au situat pe drepte în sistemul de axe semilogaritmice, plașa abaterilor de la aceste drepte fiind extrem de redusă. Aceasta este o dovadă experimentală a faptului că expresia analitică pentru componenta aperiodică este corectă și că cele două componente periodice ale curentului au legi de variație armonică cu amplitudinile amortizate exponențial în timp, amortizarea celor două componente fiind foarte diferită. După separarea componentelor curentului s-au putut obține toți parametrii tranzitorii ai mașinilor, care sînt centralizați în tabela nr. 2. Valorile obținute pentru parametrii componentelor periodice în urma celor patru probe de scurtcircuit, teoretic trebuie să fie aceleași. Există însă mici diferențe între aceste valori datorită erorilor de citire la prelucrarea grafică a oscilogramelor. Cea mai mare diferență a acestor valori față de media lor aritmetică este sub 1%. De aceea în tabela nr. 2 valoarea indicată pentru fiecare parametru al componentelor periodice este media aritmetică a valorilor obținute din cele patru probe de scurtcircuit. Valorile indicate pentru parametrii componentei aperiodice s-au obținut din oscilograma în care componenta aperiodică a fost maximă.

Tabela nr. 2

Tip motor	I'' [A]	X'' [Ω]	I' [A]	X' [Ω]	T'' [ms]	T' [ms]	T_a [ms]	I_{soc} [A]	K_{soc}	X_k [Ω]	$\frac{X''}{X_k} 100$
MIB 2 EXE II MAB 2 400 Y	394,31	8,790	254,04	13,645	12,075	81,862	17	778,45	1,396	10,857	80,96
	294,43	11,775	176,34	19,659	11,225	53,187	15	497,89	1,196	14,217	82,82

Din analiza tabelii nr. 2 rezultă că există diferențe mari (aproape 20%) între X'' și X_k , între valorile coeficientului de șoc ($K_{\text{șoc}}$) găsite experimental și cele prezentate în literatură pentru mașini similare [4].

4. **Concluzii.** Înlocuirea înfășurării rotorice cu bare înalte a mașinilor asincrone prin două colivii fictive și ca urmare obținerea unor legi de variație armonică cu amplitudinea amortizată exponențial pentru cele două componente periodice ale curentului de scurtcircuit, asigură o precizie suficientă pentru scopuri practice de determinare din oscilogramele de scurtcircuit a valorilor caracteristice ale curentului de scurtcircuit și a parametrilor tranzitorii ai mașinilor asincrone cu bare înalte în rotor. În lucrare se evidențiază de asemenea teoretic și se verifică experimental faptul că în curentul de scurtcircuit nu există o componentă pur aperiodică, ci una cu frecvență redusă, iar frecvențele componentelor periodice diferă de frecvența rețelei de alimentare. Aplicarea acestor concluzii teoretice la prelucrarea oscilogramei obținute experimental a dat rezultate foarte bune.

BIBLIOGRAFIE

1. Okolovici, M. N., Polevaia, I. V., Ucet vliania asinhronih dvigatelei pri rascete tocov corotcovo zamicania v sisteme sobstvenih nujd electrostanții, Elektriceskie stanții, U.R.S.S., 1963, nr. 4, pp. 54—60.
2. Kovács, K. P., Rács, I., Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen, (trad., în lb. rusă), Budapesta, R.P.U., Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959.
3. Loeper, B., Auswertung der Kurzschlussoszillogramme von Asynchronmaschinen, Elektr., R.D.G., 1972, 26, nr. 10, pp. 292—295.
4. Loeper, V., Ergebnisse digitaler Berechnungen der Ströme beim dreipoligen Kurzschluss von Asynchronmaschinen, Energietechnik, R.D.G., 1974, 24, nr. 4, pp. 167—171.
5. Kalsi, S. S., Stephen, D. D., Adkins, B., Calculation of systemfault currents due to induction motors, Proc. IEE, Anglia, 1971, 118, nr. 1, pp. 201—215.
6. Stiebler, M., Die Nachbildung von Induktionsmaschinen mit Stromverdrängungsläufer am Analogrechner unter Verwendung der Doppelkäfignäherung, Archiv für Elektrotechnik, 1965, T 49, nr. 6, pp. 331—342.

DIE UNTERSUCHUNG DES KURZSCHLUSSVERHALTEN VON ASYNCHRONMASCHINEN MIT STROMVERDRÄNGUNGSLÄUFER

ZUSAMMENFASSUNG

In der vorliegenden Arbeit werden analytische Beziehungen für die zur Kurzschlussleistung fließenden elektrischen Ströme in Drehstrommotoren mit Stromverdrängungsläufer untersucht. Diese Beziehungen wurden dann zur experimentellen Bestimmung der charakteristischen Größen der Kurzschlussströme und der Parameter der Ausgleichvorgänge bei zwei Drehstrommotoren mit Stromverdrängungsläufer und 6 kV Nennspannung verwendet.

THE SHORT-CIRCUIT FAULT BEHAVIOUR STUDY OF THE INDUCTION MACHINES WITH DEEP ROTOR BARS

ABSTRACT

The paper presents analytical relationships for the short-circuit currents due to induction machines with deep rotor bars. These relationships were applied for obtaining the experimental characteristic values of the short-circuit currents and transient parameters of two 6 kV machines.

ASUPRA UNEI METODE INDIRECTE DE DETERMINARE A FORȚEI PORTANTE LA ELECTROMAGNEȚII ELEVATORI DE C.C.

DE

P. ANDEA V. MIHOC N. MOȚOC N. HARACICU

1. Introducere

Electromagneții elevatori de c.c. utilizați în întreprinderi pentru manipularea a diferite materiale feromagnetice (blocuri masive, deșeuri metalice, șpan etc.) realizează în mod obișnuit forțe portante de ordinul tonelor forță sau zecilor de tone forță. Datorită acestui fapt, încercările de determinare directă, prin măsurători, a forței portante a unui electromagnet elevator sînt dificil de executat, necesitînd instalații speciale complexe, cum sînt mașinile de încercat la tracțiune, instalațiile cu cilindrii de acționare etc. Dificultățile sporesc datorită dimensiunilor mari de gabarit ale electromagneților elevatori de putere mare, greutatei proprii mari, manipularii greoaie a acestor electromagneți, exigențelor ridicate privind calitatea execuției plăcilor de închidere a cîmpului magnetic al electromagneților, astfel încît să nu fie afectate proprietățile feromagnetice, să se realizeze un întrefier constant ș.a.

Rezultă de aici utilitatea practică a unei metode indirecte de determinare a forței portante la electromagneții elevatori.

2. Metoda indirectă de determinare a forței portante la electromagneții elevatori

Din literatura de specialitate [1] este cunoscută expresia forței portante F dezvoltată de electromagnetul de c.c.

$$F = \frac{B^2 \cdot S}{2\mu_0} = f \cdot S [N] \quad (1)$$

unde :

B este valoarea medie a inducției magnetice în întrefier, definită prin raportul dintre fluxul magnetic dezvoltat de electromagnet și aria suprafeței polare $[T]$;

S — aria suprafeței polare $[m^2]$;

μ_0 — permeabilitatea magnetică a întrefierului $\left[\frac{H}{m}\right]$;

f — forța portantă specifică de calcul, definită prin raportul dintre forța portantă și aria electromagnetului $[N/m^2]$.

Forța portantă specifică reală f_v realizată de un element v de suprafață de arie unitară depinde de valoarea medie B_v a inducției magnetice pe acel element de suprafață, numeric egală cu fluxul magnetic ce străbate acel element de suprafață.

Se poate scrie :

$$f_v = \frac{B_v^2}{2\mu_0} \left[\frac{N}{m^2} \right] \quad (2)$$

În situația în care configurația cîmpului magnetic al unui electromagnet, strîns legată de geometria suprafeței polilor acestuia, prezintă o simetrie radială se pot alege astfel de elemente v de suprafață de arie unitară încît valorile medii B_v ale inducției magnetice să fie egale cu valoarea medie B a inducției definite la formula 1.

Figura 1 reprezintă modul de variație după direcția radială a valorii locale a inducției magnetice la un electromagnet elevator fabricat la EMT [2], iar figura 2 este explicativă pentru modul în care se alege, pentru un astfel de tip de electromagnet, elementul v de suprafață de arie unitară pentru a avea îndeplinită condiția $B_v=B$.

În situațiile în care $B_v=B$, rezultă că forțele portante specifice reale realizate de elementele de suprafață de arie unitară sînt egale între ele și egale cu forța specifică de calcul ($f_v=f$). În lucrarea de față vom lua în considerare numai astfel de cazuri.

Forța portantă se poate scrie în acest caz și astfel :

$$F = \sum_{v=1}^n f_v \cdot s_v = f \cdot S \text{ [N]} \quad (3)$$

unde s_v este aria unitară a elementului v de suprafață ce dezvoltă forța specifică $f_v=f$, iar n este numărul de elemente de suprafață de arie unitară în care am im-

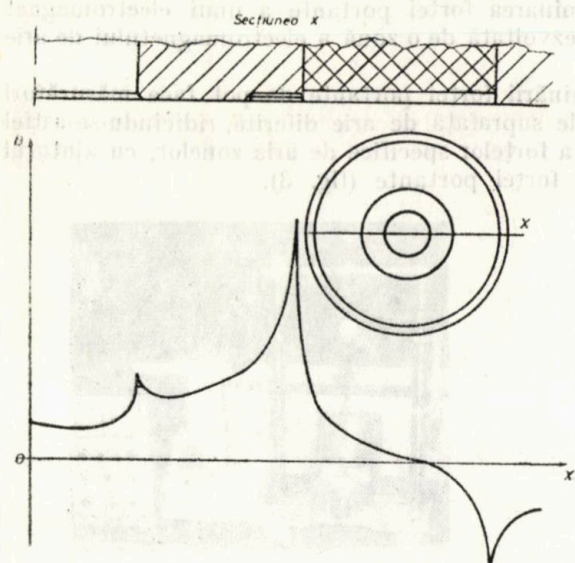


Fig. 1. Modul de variație după direcția radială a valorii locale a inducției magnetice la electromagnetul tip EMT Ø 270.

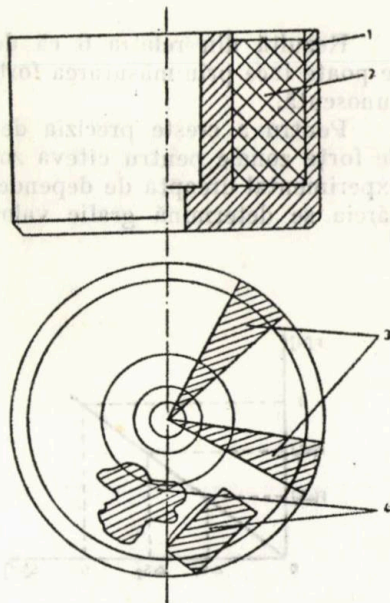


Fig. 2. Explicativă pentru modul de alegere a elementelor de suprafață de arie unitară :

1 — Electromagnet; 2 — Bobinaj; 3 — Element de suprafață pentru care $B_v=B$; 4 — Element de suprafață pentru care $B_v \neq B$.

părțit suprafața electromagnetului. Conform relației (3) rezultă că, în condițiile specificate, este suficient să măsurăm forța specifică f_v realizată de un element v de suprafață de arie unitară pentru a determina forța portantă dezvoltată de un electromagnet a cărui arie polară o cunoaștem. Aceasta constituie principiul metodei indirecte de determinare a forței portante a unui electromagnet.

În aplicațiile practice este convenabil să măsurăm forțele portante dezvoltate de zone ale suprafeței electromagnetului, astfel alese încît mărimea forțelor portante să se încadreze optim în domeniul de măsură al dispozitivului de care dispunem.

Dacă reținem numai o parte din termenii sumei din relația (3), obținem forțele zonale $F(\Delta S_p)$ date de diferite zone ale suprafeței polare a electromagnetului, unde p este numărul de elemente de suprafață de arie unitară care constituie zona ΔS_p .

Putem scrie :

$$F(\Delta S_p) = \sum_{v=1}^p f_v \cdot s_v = f \cdot \Delta S_p \text{ [N]}. \quad (4)$$

Relația (4) ne indică faptul că forțele zonale sînt dependente liniar de aria zonelor respective.

La limită, relația 4 conduce la relația 1.

$$\lim_{\Delta S_p \rightarrow S} F(\Delta S_p) = f \cdot S = F \quad (5)$$

Relațiile 4 și 5 ne arată că forța portantă a unui electromagnet se situează pe aceeași dreaptă a dependenței forțelor zonale realizate de zonele suprafeței electromagnetului funcție de aria zonelor respective.

Conform figurii 3 se poate scrie :

$$F = \frac{F(\Delta S)}{\Delta S} \cdot S. \quad (6)$$

Rezultă din relația 6 că determinarea forței portante a unui electromagnet se poate face prin măsurarea forței dezvoltată de o zonă a electromagnetului de arie cunoscută.

Pentru a crește precizia determinării forței portante de pot face măsurători de forțe zonale pentru cîteva zone de suprafață de arie diferită, ridicîndu-se astfel experimental dreapta de dependență a forțelor specifice de aria zonelor, cu ajutorul căreia se determină grafic valoarea forței portante (fig. 3).

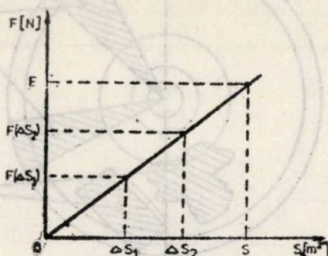


Fig. 3. Explicativ pentru modul de dependență a forțelor zonale date de diferite zone ale suprafeței polare a electromagnetului funcție de aria acestor zone.

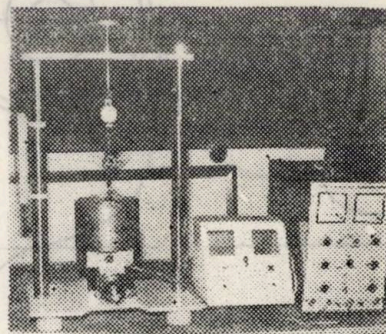


Fig. 4. Stand experimental pentru măsurarea forței zonale la electromagneții elevatori.

3. Rezultate experimentale

Măsurătorile de forțe zonale au fost efectuate pentru trei tipuri de electromagneți elevatori: producție Institutul pulitehnic Timișoara — Aparat electrice (IPT Ø80), producție Întreprinderea mecanică Timișoara (IMT Ø160) și producție Electromotor (EMT Ø270), utilizându-se seturi de epruvete feromagnetice (OL 37) de diferite forme, arii și grosimi. Instalația experimentală de tracțiune este prezentată în fig. 4.

Având în vedere faptul că măsurătorile s-au efectuat pentru regim saturat, nu a fost necesară ecranarea epruvetelor față de influența cîmpului magnetic al zonelor de suprafață învecinate. Alimentarea electromagneților s-a realizat pentru regimul nominal de funcționare și pentru alte regimuri.

Rezultatele măsurătorilor sînt prezentate în figurile 5, 6, 7, 8, 9.

Din figuri se constată că grosimea epruvetelor, deci gradul lor de saturație, influențează asupra valorii forțelor specifice.

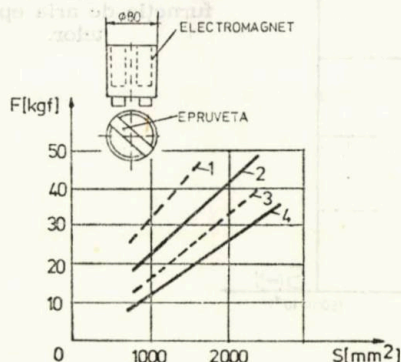


Fig. 5. Dependenta forțelor zonale la electromagnetul IPT — Ø 80 pentru epruvete de formă dreptunghiulară, funcție de aria epruvetelor :
1 — Epruvetă gros. 10 mm, $I=0,3$ A; 2 — Epruvetă gros. 6 mm, $I=0,3$ A; 3 — Epruvetă gros. 10 mm, $I=0,125$ A; 4 — Epruvetă gros. 6 mm, $I=0,125$ A.

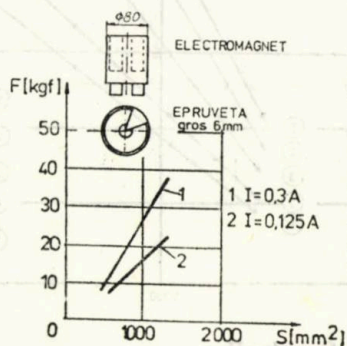


Fig. 6. Dependenta forțelor zonale la electromagnetul IPT — Ø 80 pentru epruvete de forma unor sectoare de cerc, funcție de aria epruvetelor.

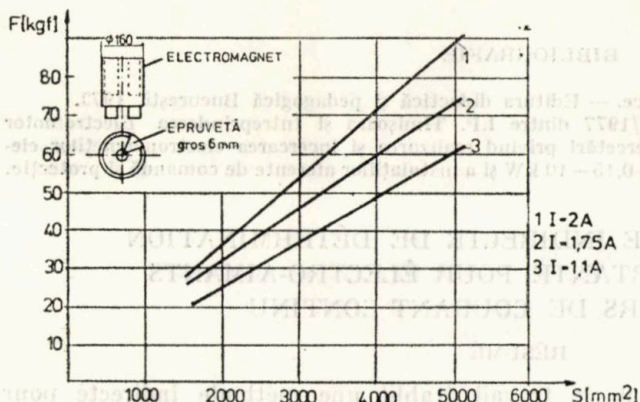


Fig. 7. Dependenta forțelor zonale la electromagnetul IMT Ø 160 pentru epruvete de forma unor sectoare de cerc, funcție de aria epruvetelor.

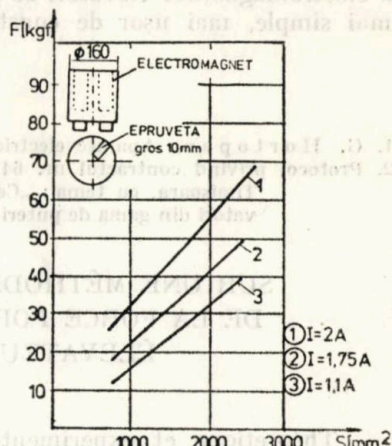


Fig. 8. Dependenta forțelor zonale la electromagnetul IMT Ø 160 pentru epruvete de formă dreptunghiulară, funcție de aria epruvetelor.

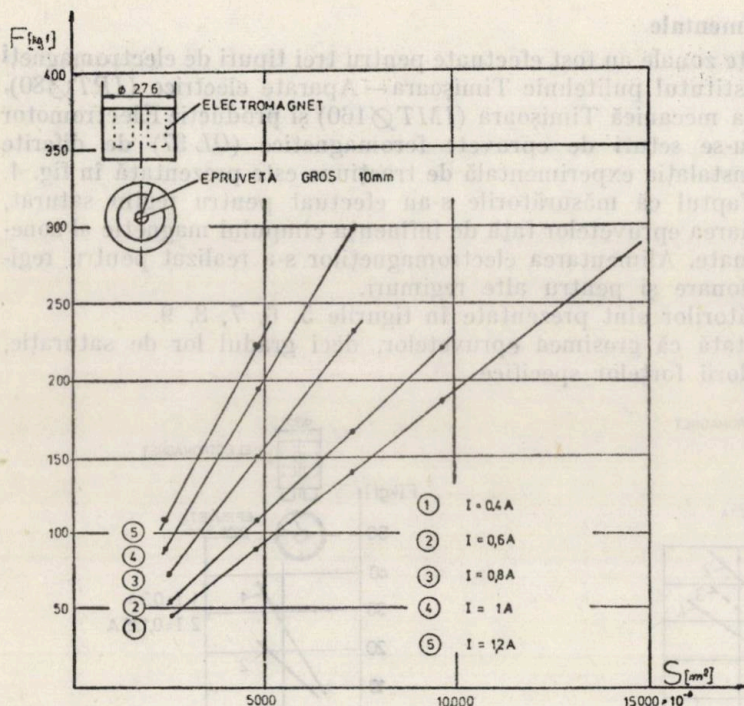


Fig. 9. Dependența forțelor zonale la electromagnetul EMT Ø 270 pentru epruvete de formă unor sectoare de cerc, funcție de aria epruvetelor.

4. Concluzii

Măsurătorile efectuate confirmă experimental faptul că forțele zonale dezvoltate de zone ale unui electromagnet elevator de c.c. sînt liniar dependente de aria acestor zone, fapt care fundamentează metoda indirectă de determinare a forței portante a unui electromagnet elevator. Date fiind valorile relativ reduse ale forțelor zonale ce trebuie măsurate, rezultă că metoda indirectă de determinare a forței portante a electromagneților elevatori se poate aplica utilizînd instalații de măsurare a forței mai simple, mai ușor de construit și manevrat.

BIBLIOGRAFIE

1. G. Hortopan, Aparate electrice. — Editura didactică și pedagogică București, 1972.
2. Protocol privind contractul nr. 64/1977 dintre I.P. Timișoara și Întreprinderea Electromotor Timișoara, cu tema: „Cercetări privind realizarea și încercarea electromagneților elevatori din gama de puteri 0,15—10 kW și a instalațiilor aferente de comandă și protecție.

SUR UNE MÉTHODE INDIRECTE DE DÉTERMINATION DE LA FORCE PORTANTE POUR ÉLECTRO-AIMANTS ÉLEVATEURS DE COURANT CONTINU

RÉSUMÉ

Théoretique et expérimental, le travail établit une méthode indirecte pour déterminer la force portante pour électro-aimants élévateurs de courant continu, à base des measurements de forces zonales, données par des différentes zones de la surface des électro-aimants. Le principe du méthode consiste dans le fait que les forces zonales sont dépendantes au trait de l'aire des zones dont elles se réfèrent.

ÜBER DIE ERWÄRMUNG VON STROMLEITERN

VON

A. VASILIEVICI

Ein langer Stromleiter mit einem Querschnitt konstanter Grösse s_t und konstantem Umfang l_p , Abb. 1, wird, mit Ausnahme der Gegenden um seine Ende, bei überall gleichen Abkühlungsverhältnissen überall gleiche Beharrungstemperatur annehmen, die aus der Gleichheit von gleichen Zeiten entwickelter Joulescher Wärme und durch die Oberfläche abgegebener Wärme herzuleiten ist.

a) Erwärmung von Stromleitern ohne Störeinflüsse, I — Dauerstrom (Effektivwert) in Leiter; ρ_0 — spez. Widerstand des Leiterwerkstoffs bei Umgebungstemperatur; β — Temperaturkoeffizient; σ (> 1) — Einflussfaktor für den Skin Effekt. Die Betrachtung eines Leiterstücks der Länge eins während der Zeiteinheit ergibt $/2/$:

$$\frac{I^2 \rho_0 (1 + \beta \tau_s) \sigma}{s_t} = \alpha l_p \tau_s \quad (1)$$

woraus die Erwärmung τ_s (Beharrungswert) folgt:

$$\tau_s = \frac{1}{\frac{\alpha s_t l_p}{I^2 \rho_0 \sigma} - \beta} \quad (2)$$

Grundsätzlich könnte also für: $\beta = \alpha s_t l_p / I^2 \rho_0 \sigma$ die Erwärmung unendlich werden — termische Unstabilität — doch ist bei den in Betracht kommenden Werkstoffen und Erwärmungen β gegen $\alpha s_t l_p / I^2 \rho_0 \sigma$ vernachlässigbar, so dass praktisch:

$$\tau_s = \frac{I^2 \rho_0 \sigma}{\alpha s_t l_p} \quad (3)$$

Formt man um $I^2 / s_t l_p = (I / s_t)^2 (s_t / l_p)$, sieht man, dass das Stromdichtequadrat nur als Produkt mit dem hydraulischen Radius s_t / l_p des Querschnitts kennzeichnend für die Dauererwärmung ist: die Vergrößerung aller Querschnittsmasse auf z.B. das Doppelte ergibt also (bei unverändertem α) bei unveränderter Stromdichte die doppelte Dauererwärmung. Ist die Dauerbelastung massgebend, kann mit gestreckten Querschnittformen und durch Parallelschaltung von Leitern Leitermaterial gespart werden. Dies gilt auch mit Rücksicht auf den Skin-Effekt, den für geometrisch ähnliche Querschnitte, aber verschiedener Abmessungen, ist der Faktor σ einer — und zwar monoton steigende — Funktion der dimensionslosen Kennzahl $\frac{\mu a^2 f}{\rho}$. Darin ist μ die magnetische Permeabilität des Leitermaterials (nur bei Eisen von Luft verschieden), f die Frequenz und a eine die absolute Grösse der Querschnitts kennzeichnende lineare Abmessung desselben.

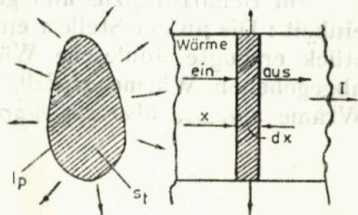


Abb. 1. Zur Stromleitererwärmung.

b) **Störungseinflüsse bei der Dauererwärmung von Stromleitern.** Die gleichmässige Erwärmung von Leitern im Beharrungszustand ist in der Nähe solcher Stellen gestört, wo Leiter verschiedener Querschnitte aneinandergrenzen, wo zusätzliche Wärmequellen, etwa die Kontaktwärme, sitzen, wo nicht stromdurchflossene Teile mit den Leiter in Verbindung stehen usw., lauter Fälle, die bei den Strombahnen von Schaltgeräten auftreten und welche gemeinsam haben, dass Wärme in Längsrichtung des Leiters fliesst. Dem Grundgesetz der Wärmeleitung zufolge — es ist dem Ohmschen Gesetz analog — ist die Wärmestromdichte innerhalb eines Körpers, dessen Stoff Wärmeleitzahl λ hat:

$$q = -\lambda \text{ grad } \theta \quad (4)$$

Innerhalb der Querschnittsfläche kann hier mit einheitlicher Temperatur gerechnet werden, es ist also, Abb. 1, $\text{grad } \theta = d\theta/dx$ wenn x auf der Leiterachse gemessene Entfernungen von einem Ursprung 0 bedeuten. Also ist:

$$q = -\lambda \frac{d\theta}{dx} \quad (5)$$

Im Beharrungszustand gilt für ein Leiterstück von der Länge dx in der Zeiteinheit: Die an der Stelle x einströmende Wärme $s_t q_x$, vermehrt um die in den Leiterstück erzeugte Joulesche Wärme $\rho \sigma I^2 dx/s_t$, ist gleich der von seiner Oberfläche abgegebenen Wärme $\alpha l_p dx \theta$, vermehrt um die an der Stelle $x+dx$ ausströmende Wärme $s_t q_{x+dx}$, also $s_t q_x + \rho \sigma I^2 dx = \alpha l_p dx \theta + s_t q_{x+dx}$ oder:

$$s_t \frac{q_{x+dx} - q_x}{dx} + \alpha l_p \theta = \rho \sigma \frac{I^2}{s_t},$$

oder:

$$s_t \frac{dq}{dx} + \alpha l_p \theta = \rho \sigma \frac{I^2}{s_t} \quad (6)$$

Man bildet aus Gl. (5) dq/dx und setzt sie ein in Gl. (6):

$$\frac{d^2 \theta}{dx^2} - \frac{\alpha l_p}{\lambda s_t} \theta = -\frac{\rho \sigma}{\lambda} \left(\frac{I}{s_t} \right)^2 \quad (7)$$

Das Integral dieser Differentialgleichung lautet mit den beiden Konstanten C_1 und C_2 und mit:

$$1 = \sqrt{\frac{\lambda s_t}{\alpha l_p}} \quad (8)$$

$$\theta = \frac{I^2 \rho \sigma}{\alpha s_t l_p} + C_1 e^{x/l} + C_2 e^{-x/l} \quad (9)$$

Der erste Ausdruck rechts ist gemäss Gl. (5) die dem ungestörten Zustand eigene Erwärmung θ_s , also ist:

$$\theta = \theta_s + C_1 e^{x/l} + C_2 e^{-x/l} \quad (10)$$

1 hat die Dimension einer Länge, ist von elektrischen Grössen unabhängig und heisst die Längenkonstante des Leiters. Mittels Gl. (10) können alle oben angeführten Fälle behandelt werden. Hier ist jener herausgegriffen, bei welchem der sehr lange Leiter bei $x=0$ eine zusätzliche Wärmequelle von der Leistung P hat. Es strömt also an der Stelle $x=0$ ein Wärmestrom der Dichte $q_0 = P/s_t$ und gemäss Gl. (5) muss sein

$$\frac{P}{s_t} = -\lambda \left(\frac{d\theta}{dx} \right)_{x=0} \quad (11)$$

Aus G1. (10) ergibt sich $\frac{d\theta}{dx} = \frac{1}{l} (C_1 e^{x/l} - C_2 e^{-x/l})$ und $\left(\frac{d\theta}{dx}\right)_{x=0} = \frac{C_1 - C_2}{1}$, so dass:

$$\frac{P}{s_t} = -\frac{\lambda}{l} (C_1 - C_2). \quad (12)$$

Aus G1. (10) folgt, dass hier $C_1 = 0$ sein muss, denn für $x=0$ muss $\theta = \theta_s$. Mit $C_1 = 0$ folgt aus G1. (12)

$$C_2 = \frac{P1}{s_t \lambda} \text{ und mit G1. (10):}$$

$$\theta = \theta_s + \frac{P}{\lambda s_t} e^{-x/l}. \quad (13)$$

Abb. 2 zeigt den Temperaturverlauf. Die grösste Erwärmung tritt bei $x=0$ auf, und zwar ist:

$$\theta_0 = \theta_s + \frac{P1}{s_t \lambda} = \theta_s + \frac{P}{\sqrt{a \lambda s_t l_p}}. \quad (14)$$

Bei den anderen oben genannten Störungsfällen dient zur Bestimmung der Integrationskonstanten in G1. (10):

1. Für einen unendlich langen Leiter ist $C_1 = 0$.
2. Wo zwei Leiter, etwa mit verschiedenen Querschnitten, zusammentreffen, herrscht in beiden die gleiche Erwärmung und der Wärmestrom lässt sich aus den Faktoren λ , s_t , $d\theta/dx$, sowohl des einen wie des anderen Leiters ausdrücken.
3. Für einen nicht vom Strom durchflossenen Stab ist $\tau_s = 0$, an einem freien Ende desselben ist $d\theta/dx = 0$ (beim Wärmestrom).
4. Bei symmetrischer Temperaturverteilung zählt man zweckmässig x vom Symmetriezentrum weg, dann ist $C_1 = C_2$ und es treten hyperbolische Kosinusfunktionen auf.

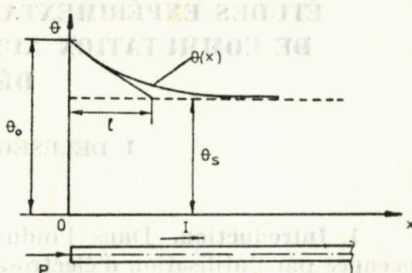


Abb. 2. Temperaturverlauf in einem Stromleiter.

LITERATUR

1. Gröber, Erk, Grigull „Die Grundgesetze der Wärmeübertragung“. — Springer Verlag, 1963.
2. I. Suci u „Aparate electrice“. — Ed. did. și pedag. București, 1968.
3. G. Hortopan „Aparate electrice“. — Ed. did. și pedag. București, 1967.
4. I. Suci u, „Calculul distribuției temperaturii staționare în sistemele conductoare neomogene, în cazul general cu n contacte frontale echidistante“ EEA — Electrotehnica 24 (1976) nr. 8, p. 106
5. Götter G., „Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen“. Berlin, Göttinger, Heidelberg, Springer-Verlag, 1954.

ASUPRA ÎNCĂLZIRII CONDUCTOARELOR PARCURSE DE CURENT

REZUMAT

În lucrare se stabilește temperatura pe care o atinge în regim staționar un conductor parcurs de curent, fără influența unor surse externe de căldură, precum și legea de variație a temperaturii conductorului în raport cu lungimea sa în cazul conductoarelor influențate de fluxuri termice exterioare.

ÉTUDES EXPÉRIMENTALES CONCERNANT LES SURTENSIONS DE COMMUTATION AUX ÉLECTRO-AIMANTS À CIRCUIT DE DÉMAGNETISATION

I. DELESEGA, I. SUCIU, L. MOLDOVAN

1. Introduction. Dans l'industrie électrotechnique une place importante est occupée par l'utilisation d'électro-aimants, de types très variés. Dans des situations imposées, pour assurer le bon fonctionnement d'électro-aimant, il est nécessaires d'annuler le champ magnétique rémanent, comme dans le cas d'électro-aimants élévateurs. Le processus complexe de la connexion et du débranchement des ces appareils met en évidence des particularités liées aux surtensions de commutation.

Ainsi, dans cet travail on présente dans une manière synthétique, les résultats expérimentaux concernant la variation des surtensions de commutation pour les électro-aimants de courant continu, inclus dans un schéma avec des contacteurs, qui réalisent l'annulation du champ magnétique rémanent.

2. Les recherches expérimentales. Les processus de commutation ont été suivis sur cinq types d'électro-aimants :

1) 80—1001—115/24 V, $L/R=0,011$ s ; 2) IPT/24 V, $L/R=0,006$ s ; 3) IMT/24 V, $L/R=0,0104$ s ; 4) RGT 27/110 V, $L/R=26,13$ s ; 5) EMT/110 V, $L/R=12,76$ s.

Le schéma de base englobant les circuits principaux, utilisé pour leurs alimentation, est présenté dans la figure 1, avec de ligne continue. Dans le cas du branchement,

l'électro-aimant est alimenté instantanément par le contacteur C_1 , la résistance R_{dm} étant court-circuitée par le contacteur C_3 . Pour le débranchement, les contacteurs C_1 et C_3 s'ouvrent, coupant ainsi l'alimentation directe, en introduisant dans le circuit la résistance R_{dm} . Après une temporisation fort réduite, qui correspond aux temps propres du fonctionnement pour les appareils de commutation, on ferme le contacteur C_2 qui permettra ainsi l'alimentation avec la polarité opposée de l'électroaimant.

Fig. 1. Le schéma d'alimentation :
 C_1, C_2, C_3 — contacteurs; R_{dm}, R_d — résistances; EM — électro-aimant; D — dyode; C — condensateur; OK — oscilloscope à rémanence.

Cet contacteur est maintenu fermé jusqu'à la diminution suffisante de l'induction rémanente dans l'électro-aimant, pour que la charge peut se détacher. Les oscillogrammes enregistrées pour la durée des processus de commutation ont relevé une bonne ressemblance en ce que concerne la forme des surtensions des électro-aimants mentionnés, ayant des différences seulement en ce que concerne leurs valeurs.

Dans la figure 2, on représente l'oscillogramme de la coupure d'électro-aimant (1), type représentatif pour les cas étudiés.

On a noté avec A et B les sommets qui correspondent avec le moment de la coupure de l'alimentation d'électro-aimant par le contacteur C_1 . Le sommet de la tension C marque l'introduction de la résistance R_{dm} réalisé par l'action du contacteur C_2 , le sommet D — le branchement du contacteur C_3 , le sommet E — marque le débranchement du celui-ci et le sommet F — correspond à l'élaboration de la charge de l'électro-aimant.

On remarque que les deux sommets de tension B et E ont aproximativement la même valeur.

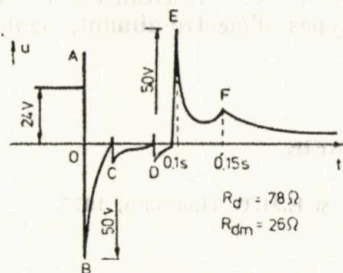


Fig. 2. L'oscillogramme d'un débranchement.

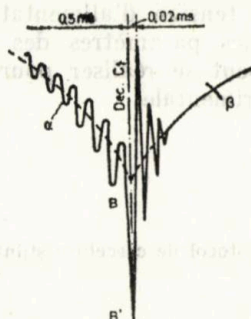


Fig. 3. La forme de la tension autour du point B.

L'étude expérimental a suivi aussi l'approfondissement des phénomènes qui se manifestent dans la zone de sommet B . Dans ce sens-là, en étendant beaucoup l'évolution en temps de l'image d'oscillogramme (figure 3), on met en évidence une série de détails dans la courbe de la tension, processus qui en général, sans justification, sont négligés. Après une évolution lente oscillatoire pendant une durée de 0,5 ms (la position α), on voit l'apparition du sommet B , par des oscillations à fréquences élevées et avec des sommets dangereux, qui s'amortissent apériodiquement (la position β).

Pendant les recherches on met en évidence l'influence des valeurs des résistances R_{dm} et R_d . On a constaté que par la diminution de la valeur de R_{dm} à partir de 26 Ω jusqu'à 0, l'apparition du sommet F a lieu avec une retardation de 0,15 seconde et sa valeur est réduite à la moitié. Donc R_{dm} n'a pas d'influence sur la valeur des sommets de tension qui correspondent aux points B et E . D'autre part, par l'agrandissement du R_{dm} à partir des valeurs qui ne sont pas des surcharges pour le redresseur (78 Ω) jusqu'à sa interruption totale, on constate que ces sommets sont fort influencés pour la même valeur de la tension d'alimentation $U_a = 24$ V, en dépassant 500 V dans les sommets B et E .

Pour éviter le perçage de l'isolant d'électro-aimant, il est donc nécessaire, autant que possible, la diminution de cette résistance. La diode D est introduite pour la suppression d'un courant supplémentaire parmi la source, à cause de la faible valeur du R_d , pendant que l'électro-aimant est branché (figure 1, pointée). De cette manière, on a pu diminuer jusqu'à zero, la valeur de R_d , et comme conséquence, le sommet A disparaît, le sommet B a deux jusqu'au trois volts, et les sommets E et F sont imperceptibles.

Dans une autre série de mesures, on a étudié l'influence de quelques capacitors reliés en parallèle avec les résistances R_d ou R_{dm} (figure 1 pointée). Les deux condensateurs ayant chacun 3,75 μF assemblés en parallèle avec R_d , ont éliminé les sommets A , B , C et D , et assemblés en parallèle avec R_{dm} ils ont réduits à moitié la tension du sommet E .

3. **Conclusions.** Les surtensions dangereuses se manifestent au moment du débranchement des contacteurs C_1 et C_2 . Leur réduction devient possible par la diminution de la résistance R_a insérée avec une dyode. La résistance R_{dm} n'a pas d'influence sur les valeurs dangereuses des surtensions dans les points B et E , sa introduction étant justifiée seulement pour limiter le courant inverse. Les condensateurs reliés en parallèle avec les deux résistances ont conduit à la diminution substantielle des surtensions de commutation.

La valeur absolue de sommet de tension est dépendante, évidemment, de la valeur de tension d'alimentation de l'électro-aimant. Par suite, la détermination correcte des paramètres des éléments de protection (résistances, condensateurs, dyodes) peut se réaliser pour chacun des types d'électro-aimant, seulement par voie expérimentale.

4. BIBLIOGRAFIE

1. * * * Protocol de cercetare științifică dintre I.P.T. și E.M.T. Timișoara, 1977.

ÎNCERCĂRI EXPERIMENTALE PRIVIND SUPRATENSIUNILE DE COMUTAȚIE LA ELECTROMAGNEȚI PREVĂZUȚI CU CIRCUIT DE DEMAGNETIZARE

REZUMAT

În lucrare se prezintă în mod sintetic rezultatele experimentale privind suprațensiunile care apar la comutația cu contactoare electromagnetice a circuitelor cu inductivități mari (electromagneți). Studiul experimental al suprațensiunilor de comutație a electromagneților alimentați în curent continuu, s-a orientat spre evidențierea influenței valorilor rezistențelor din schemele de comandă. S-a studiat de asemenea influența conectării rezistențele susnumite a unor condensatoare care au determinat reducerea, respectiv eliminarea virfurilor de suprațensiuni. În acest sens se trag concluzii privind influența diferiților parametri asupra mărimii și a variației în timp a acestor suprațensiuni.

INFLUENȚA CONTACTULUI ELECTRIC PERIE-COLECTOR ASUPRA COMUTAȚIEI CIRCUITULUI INDUCTIV

DE

V. CHIOREANU

1. Introducere. În lucrare se analizează influența, pe care o are contactul alunecător asupra unui circuit electric, realizat cu o instalație experimentală, care simulează procesele din bobinele rotorice ale unei mașini electrice de curent continuu în intervalul de comutație. Se admite că contactul dintre perie și colector este de tip metalic, prin urmare are loc la suprafața de contact o rezistivitate superficială constantă și se consideră separat cazurile când circuitul este pur rezistiv și, al doilea, rezistiv-inductiv.

2. Schema modelului experimental. În fig. 1 este prezentată schematic instalația experimentală cu care se efectuează studiul comutației în condițiile enunțate. Lamellele impare sînt legate la inelul colector (I) iar cele pare la inelul colector (II). Între cele două inele colectoare se realizează închiderea unui circuit $R-L$ prin perii metalo-grafice. Periile (1-a) și (1-b), echidistante, sînt astfel dispuse încît cînd peria (1-a) face contact cu lamela (1), peria (1-b) să fie în contact cu lamela (14). Ca urmare cînd are loc o rotire cu un pas de colector, în circuitul rezistiv-inductiv ($R-L$) curentul variază de la $(+i)$ la $(-i)$ realizîndu-se o perioadă de comutație.

Se consideră momentul în care peria (1-a) calcă simultan pe lamelele de colector (1) și (2), iar peria (1-b) pe lamelele (14) și (15). În cazul general circuitul exterior care modelează bobina în perioada comutației se caracterizează atît prin rezistența R cît și prin inductanța L .

Schema electrică echivalentă modelului experimental este prezentată în fig. 2. în care : — (r_{e1}) este rezistența de contact între peria (1.a) și zona de ieșire a lamelei

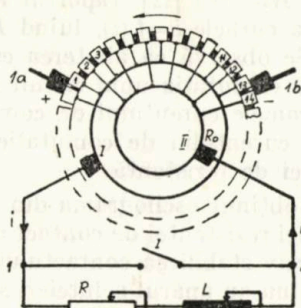


Fig. 1. Schema modelului experimental.

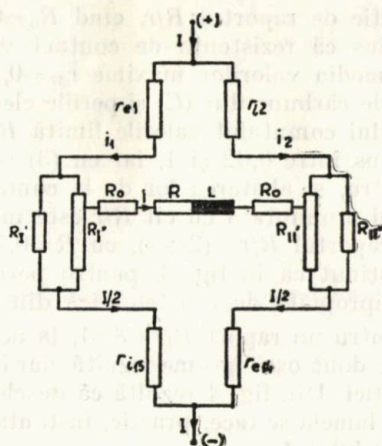


Fig. 2. Schema echivalentă a modelului experimental.

(1); $-(r_{i2})$ este rezistența de contact între peria (1. a) și zona de intrare a lamelei (2), iar pentru rezistența de contact între peria (1. b) și lamelele (14) și (15) se notează respectiv (r_{i14}) și (r_{i15}) . Cu $(R_{I'})$ și $(R_{I''})$ s-au notat cele două părți ale inelului (I) cuprinse între legătura acestuia cu lamela (1) și cea cu lamela (15). Similar s-au notat cu $(R_{II'})$ și $(R_{II''})$ rezistențele porțiunilor respectiv corespunzătoare dintre lamelele (2) și (16) legate la inelul (II). Cu R_0 s-a notat rezistența de contact între inel și peria metalografică aferentă.

Făcînd notațiile: $r_{e1}=r_1$ și $r_{i2}=r_2$, pentru circuitul $(r_{e1}-R_0-R-L-R_0-r_{i2})$, cînd periile (1. a) și (1. b) sînt legate la bornele unei surse de tensiune continuă (U), iar colectorul este rotit antiorar, se obține ecuația comutației:

$$r_1 i_1 + (R + 2 R_0) i - r_2 i_2 = -L \frac{di}{dt} \quad (1)$$

Ținînd seama de notațiile din fig. 2 și considerînd: T — perioada de comutație; r — rezistența de contact între perie și lamelă (iar rezistivitatea contactului constantă), rezultă [2]: $r_1 = rT/(T-t)$ și $r_2 = rT/t$; iar cum $i_1 = [(I/2) + i]$ și $i_2 = [(I/2) - i]$ ecuația (1) devine:

$$L \frac{di}{dt} + \left[(R + 2 R_0) + r \left(\frac{T}{T-t} + \frac{T}{t} \right) \right] i = r \left(\frac{T}{t} - \frac{T}{T-t} \right) \frac{I}{2} \quad (2)$$

unde: t — este timpul.

3. Cazul circuitului rezistiv. Pentru $L=0$ ecuația diferențială (2), se reduce la o ecuație algebrică a cărei soluție este:

$$i = \frac{I}{2} \frac{1 - 2 \frac{t}{T}}{1 + \frac{R + 2 R_0}{r} \left(1 - \frac{t}{T} \right) \cdot \frac{t}{T}} \quad (3)$$

care pentru $(R + 2 R_0) \ll r$ reprezintă comutația liniară, iar pentru $2 R_0 \ll R$ (practic ușor de realizat) este identică cu cea din cazul mașinii de curent continuu. Soluția (3) permite să se constate experimental abaterea comutației de la comutația liniară în funcție de raportul R/r , cînd $R_0=0$ și $L=0$. Din determinări experimentale [1] s-a dedus că rezistența de contact variază între media valorilor minime $r_m=0,1$ [Ω] și media valorilor maxime $r_M=0,5$ [Ω] pentru o gamă de peri cuprinse între periile de cărbune dur (C) și periile electrografitice (EG). Admițînd pentru rezistența circuitului comutabil valorile limită $R_m=0,01$ [Ω] și $R_M=0,1$ [Ω], raportul R/r va fi cuprins între 0,02 și 1, iar cu (3) se pot determina curbele $i=f(t)$, luînd R/r ca parametru, și abaterea lor de la comutația liniară. Se observă că abaterea este cu atît mai pronunțată cu cît R/r este mai mare. Pentru comutația unui circuit ohmic avînd raportul $R/r=(2 \div 5)$, cu $R=0,75$ [Ω], oscilogramele curentului de comutație s-au obținut ca în fig. 3, pentru perii (C). Variația curentului de comutație este foarte apropiată de cea teoretică din cazul comutației de rezistență.

Pentru un raport $R/r=8,61$, la aceleași perii s-a obținut oscilograma din fig. 4. Din cele două oscilograme rezultă clar influența variației rezistenței de contact asupra comutației. Din fig. 4 rezultă că deschiderea și respectiv stabilirea contactului între perie și lamelă se face, practic, instantaneu, dar totuși nu au apărut scînteieri superioare gradului 1.

Încercarea perii la comutația de rezistență constituie o fază preliminară pentru selecția acestora la comutația circuitului inductiv.

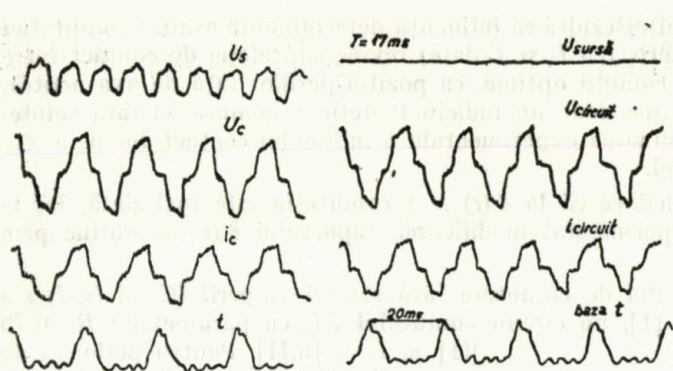


Fig. 3. $i=f(t)$ la comutarea circuitului ohmic, cu perii (C), alimentat:
a — generator c.c.; b — acumulator.

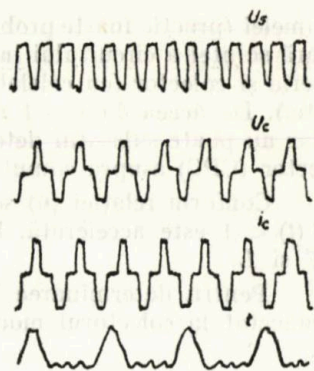


Fig. 4. $i=f(t)$ la comutația de rezistență cu perii (C) și $R/r=8,61$.

4. Cazul circuitului ohmic-inductiv. Reconsiderind ecuația (2) pentru cazul ($R_0=0$) se obține ecuația diferențială a comutației mașinii de curent continuu [2, 3], care prezintă interes nu atât prin soluția cât prin interpretarea sa, din care să se deducă limita tensiunii nepericuloase la deschiderea circuitului între marginile de ieșire ale periei și lamelei.

Ținând seama că la $t=T$ curentul în circuitul care comută este $i=I/2$, ecuația (2) devine :

$$rT \left(\frac{\frac{I}{2} + i}{T-t} \right) + Ri = \frac{rT}{t} \left(\frac{I}{2} - i \right) = -L \frac{di}{dt} . \quad (4)$$

Prima paranteză poate fi înlocuită [2 fig. 338] prin :

$$\lim_{t \rightarrow T} \frac{\frac{I}{2} + i}{T-t} = - \frac{di}{dt}$$

astfel_că se obține :

$$-rT \frac{di}{dt} - (R+2r) \frac{I}{2} = -L \frac{di}{dt} \quad (5)$$

de unde :

$$\lim_{t \rightarrow T} \left(-L \frac{di}{dt} \right) = \frac{(R+2r) \frac{I}{2}}{T \frac{r}{L} - 1} \quad (6)$$

care diferă de cazul mașinii de curent continuu [2 rel. 576], prin absența adausului la numărătorul membrului al doilea a t.e.m. (e_T) induse în circuitul care comută de cîmpurile magnetice exterioare.

Interpretarea relației (6), referitor la condițiile în care se realizează comutația fără scînteii, este contradictorie [2, 3]. Dacă raportul între perioada de comutație (T) și constanta de timp a circuitului care comută (L/r) este $(Tr/L)=\delta(r) > 1$ se știe [2, 3] că se obține comutația întirziată cînd $(e_T) > 0$ și respectiv accelerată cînd $(e_T) < 0$. Pe de altă parte [2 rel. 581] totdeauna t.e.m. de inducție proprie este nulă la finele comutației dacă muchia periei este puțin înclinată față de muchia

lamelei (practic foarte probabil). Rezultă că influența determinantă asupra comutației fără scintei a circuitului inductiv (cu L și T date) revine suprafeței de contact între perie și colector (cu celelalte condiții optime, ca poziția perilor față de axa neutră, etc.). De aceea $\delta(r) > 1$ rămîne doar un indiciu teoretic a comutației fără scintei dar nu poate substitui determinarea experimentală a influenței contactului perie colector (CPC) asupra comutației.

Conform relației (6) se deduce că la $\delta(r) > 1$ comutația este întîrziată, iar la $\delta(r) < 1$ este accelerată. Experimental modificarea raportului $\delta(r)$ se obține prin T și L .

Pentru determinarea limitei de comutare fără scintei la perii (C) și (EG) s-a conectat la colectorul model [1], un circuit comutabil RL cu parametrii: $R=0,75$ [Ω] și $L=5$ [mH]. Pentru perioada de comutație $T=22$ [ms] și valorile minime și maxime ale rezistenței de contact (t) s-a obținut $\delta(r)=1,127$ la perii (C) și respectiv cu $T=17$ [ms], $\delta(r)=0,941$ la perii (EG). Oscilograma curentului de comutație pentru perii (C), dată în fig. 5, la $j=6,5$ [A/cm^2] reprezintă o pronunțată comutație întîrziată și totuși la valoarea dată a inductivității (L) nu s-au obținut scintei peste gradul 1, decît la densitatea de curent în contact majorată la $j=9$ [A/cm^2]. Cu $L=10$ [mH] și $T=22$ [ms] deși $\delta(r)$ la perii (C) scade sub unitate, comutația se menține întîrziată, iar limita de scintei se atinge la $j=7,5$ [A/cm^2].

Pentru perii (EG) la $L=5$ [mH] și $T=17$ [ms], cu $\delta(r) \approx 1$, s-a obținut oscilograma din fig. 6, de unde rezultă că se realizează o comutație practic, liniară. Limita de scintei nu se atinge decît la $j=12,5$ [A/cm^2]. În condițiile: $L=10$ [mH], $T=22$ [ms] și $\delta(r) < 1$ se obține o reducere a întîrzierii comutației, cum rezultă din fig. 7, dar limita de scintei se atinge la $j=9$ [A/cm^2].

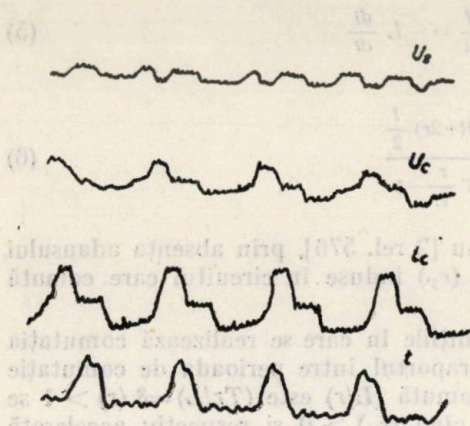


Fig. 6. $i=f(t)$ la comutarea circuitului RL cu perii (EG), $\delta(r) \approx 1$.

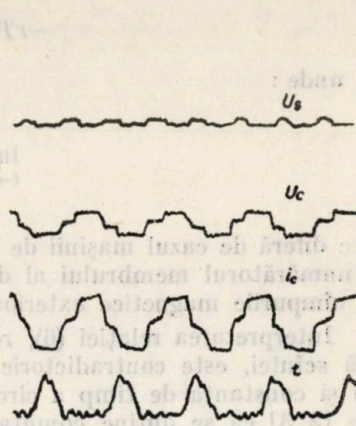


Fig. 7. $i=f(t)$ la comutarea circuitului RL cu perii (EG) $\delta(r) < 1$.

Prin urmare considerațiile teoretice privind influența raportului $\delta(r)$ asupra comutației se verifică experimental numai în parte, fără a deveni o condiție exclusivă. Aceasta impune ca alegerea periiilor pentru o mașină dată să se efectueze prin determinări experimentale, cu instalații model ca cea din fig. 1 pentru care se adoptă parametrii circuitului comutabil la valorile corespunzătoare bobinei care comută în mașina de c.c. căreia îi sînt destinate periiile.

Referitor la rezultatele prezentate, se deduce că în condițiile date, periiile (EG) sînt superioare celor de cărbune dur (C), deoarece suportă densități de curent mai mari la aceeași inductivitate, fără scînteieri peste gradul 1.

Influența (CPC) asupra comutației trebuie coroborată și cu celelalte condiții impuse de exploatarea optimă a contactului perie-colector.

321

BIBLIOGRAFIE

1. V. Chioreanu „Cercetări teoretice și experimentale asupra contactului glisant perie-colector utilizat la mașini electrice de curent continuu”. — teză de doctorat — I.P. Timișoara 1975.
2. R. Richter „Mașini electrice” v.I — ET — București — 1958.
3. I. S. Gheorghiu, Al. Fransua „Tratat de mașini electrice” — E. Ac. R.S.R. București — 1968

L'INFLUENCE DU CONTACT ELECTRIQUE BROSECOLECTEUR SUR LA COMUTATION DU CIRCUIT INDUCTIF.

RÉSUMÉ

Avec la résistance électrique du contact brosse-collecteur déterminée statistiquement et en hypothèse d'un champ magnétique extérieur nul, s'établissent et s'interprètent les équations de la commutation pour différents paramètres du circuit commutable. On présentent l'oscillogrammes du courant de commutation déterminées expérimental dans conditions différentes.



Fig. 1. Model de comutație a curenților inductivi.

Cu ipoteza simplificationii aduse în mod curent la studiul în vedere, s'au determinat expresiile pentru curentul de comutație în funcție de parametrii circuitului comutabil și de parametrii mașinii electrice. În tabelul din față sunt prezentate expresiile pentru curentul de comutație în funcție de parametrii circuitului comutabil și de parametrii mașinii electrice.

CONSIDERAȚII PRIVIND TENSIUNEA REZIDUALĂ LA BORNELE MAȘINII ASINCRONE DUPĂ ÎNTRERUPEREA TENSIUNII DE ALIMENTARE

DE

P. GHEJU

Introducere. În exploatarea mașinii asincrone poate apare întreruperea tensiunii de alimentare, provocată de deconectarea sursei de alimentare. Datorită energiei cinetice și electromagnetice înmagazinată în mașina asincronă și datorită circuitelor ei rotorice închise, la bornele mașinii se va menține o tensiune reziduală după întreruperea tensiunii de alimentare. În multe cazuri mașina asincronă este alimentată de la bare colectoare prevăzute cu alimentare principală și alimentare de rezervă, linia de rezervă fiind menținută în permanență sub tensiune, dar cu întrerupătorul de cuplare la bare deschis. În aceste cazuri, după întreruperea tensiunii de pe linia de alimentare principală, la bornele întrerupătorului de cuplare la bare al liniei de rezervă va apare o tensiune rezultantă, egală cu diferența dintre tensiunea sursei de rezervă și tensiunea reziduală a mașinii asincrone. Din cauza acestei tensiuni rezultante, la închiderea întrerupătorului sursei de rezervă apare un curent de șoc în mașina asincronă, care este maxim când cele două tensiuni care se compun sînt în opoziție de fază [1]. Acest șoc de curent poate duce la solicitări periculoase ale mașinii. De aceea este important să se cunoască legea de variație a tensiunii reziduale și să se deducă constantele de timp cu care se amortizează componentele acesteia.

În lucrare este dedusă expresia tensiunii reziduale pentru mașina asincronă cu două colivii rotorice și cu bare înalte în rotor.

Legea de variație a tensiunii reziduale. Pentru găsirea legii de variație a tensiunii reziduale a mașinii asincrone, se iau în considerare și capacitățile înfășurărilor mașinii față de masă, considerînd schema din fig. 1. Se presupune că deconectarea mașinii are loc la momentul $t=0$, prin smulgere de curent [4] și că tensiunile trifazate echilibrate aplicate fazelor 1 s, 2 s, 3 s în momentul deconectării sînt date de expresia :

$$u_{ns} = \sqrt{2} U \cos(\omega_0 t + \varepsilon_n) \quad (1)$$

unde ω_0 este pulsația unghiulară sincronă, $n=1, 2, 3$ și $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 - 2\pi/3$, $\varepsilon_3 = \varepsilon_1 - 4\pi/3$.

Defazaajul dintre tensiuni și curenții absorbiți de mașină înainte de deconectare este φ .

Cu ipotezele simplificatoare admise în mod curent [5] și avînd în vedere existența capacității C [6], au fost scrise ecuațiile mașinii asincrone cu două colivii rotorice în sistemul de coordonate d, q, o [7].

Ținînd seama de faptul că sursa de alimentare a mașinii este deconectată un timp extrem de scurt, se poate presupune că în acest interval de timp alunecarea

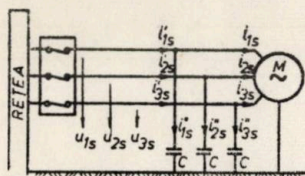


Fig. 1. Modul de considerare a capacităților înfășurărilor mașinii asincrone.

mașinii nu se modifică din cauza inerției și deci se poate folosi pentru rezolvarea problemei impedanța operațională complexă [7], obținută din sistemul de ecuații ale mașinii, precum și schema operațională echivalentă a mașinii.

Aplicând teorema lui Norton schemei operaționale din fig. 2, rezultă imaginea Laplace a fazorului generalizat al tensiunii reziduale la bornele mașinii :

$$\bar{u}_s^{(R)}(p) = \bar{u}_s(p) - \frac{\bar{u}_s(p)}{\bar{Z}(j\omega_0)} [1 + j\omega_0 C Z(j\omega_0)] \frac{\bar{Z}(p)}{1 + [p + j(1-s)\omega_0] C \bar{Z}(p)} \quad (2)$$

unde $\bar{Z}(j\omega_0)$ este impedanța complexă a mașinii la alunecarea s dinainte de deconectare, $\bar{u}_s(p)$ este imaginea Laplace a fazorului tensiunii la bornele mașinii dinainte de deconectare ($t < 0$) în sistemul d, q, o iar $\bar{Z}(p)$ este impedanța operațională complexă a mașinii. Fazorii $\bar{u}_s(p)$ și $\bar{Z}(p)$ sînt dați de relațiile :

$$\bar{u}_s(p) = \sqrt{2} U \exp[j\epsilon_n] \exp[js\omega_0] \quad (3)$$

$$\bar{Z}(p) = [p + j(1-s)\omega_0] L'' \frac{p^2 T' T'' + p(T' + T'') + 1}{p^2 T'_0 T''_0 + p(T'_0 + T''_0) + 1} + R_1 \quad (4)$$

unde constantele de timp T'_0, T''_0, T', T'' au aceleași semnificații ca și pentru mașina sincronă, L'' este inductivitatea supratranzitorie a mașinii asincrone, iar R_1 este rezistența înfășurării statorice.

Efectuînd calculele indicate de relația (2) și aplicînd transformarea inversă Laplace, apoi transformarea inversă Park, rezultă expresia tensiunii reziduale la bornele mașinii :

$$u_{ns}^{(R)} = -\sqrt{2} U K_f C_a \cos(\epsilon_n - \varphi) \exp[-2t/T_a] \sin[(\Omega_0 \cos \alpha_2)t - \rho_a] + \\ + \sqrt{2} U'' \exp[-t/T''_0] \cos[(1-s)\omega_0 t + \epsilon_n - \varphi - \rho''] + \\ + \sqrt{2} U' \exp[-t/T'_0] \cos[(1-s)\omega_0 t + \epsilon_n - \varphi - \rho'] \quad (5)$$

Notățiile folosite în relația (5) au următoarele semnificații :

$$K_f = \Omega_0/\omega_0; \Omega_0 = \sqrt{1/L''C} = 2\pi F_0; \omega_0 = 2\pi f_0; T_a = R_1/L'';$$

$$U'' = UC''; U' = UC'; \rho_a = \theta_{01} + \theta_{02} + 2\alpha_2 - \eta_{01} - \eta_{02};$$

$$\rho'' = \gamma_2 - \gamma_{02} + \mu_{02} - \pi/2; \rho' = \gamma_1 - \gamma_{01} + \mu_{01} - \pi/2;$$

$$a = 1/T_a; b_1 = 1/T'; b_2 = 1/T''; c_1 = 1/T'_0, c_2 = 1/T''_0;$$

$$\operatorname{tg} \theta_{01} = \frac{a - 2\Omega_0 c_1}{\sqrt{4\Omega_0^2 - a^2}}; \operatorname{tg} \theta_{02} = \frac{a - 2\Omega_0 c_2}{\sqrt{4\Omega_0^2 - a^2}}; \operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{a}{\sqrt{4\Omega_0^2 - a^2}};$$

$$\operatorname{tg} \gamma_1 = \frac{s\omega_0}{c_1}; \operatorname{tg} \gamma_2 = \frac{s\omega_0}{c_2}; \operatorname{tg} \eta_{01} = \frac{a - 2\Omega_0 b_1}{\sqrt{4\Omega_0^2 - a^2}};$$

$$\operatorname{tg} \eta_{02} = \frac{a - 2\Omega_0 b_2}{\sqrt{4\Omega_0^2 - a^2}}; \operatorname{tg} \gamma_{01} = \frac{c_1 - a}{(1-s)\omega_0}; \operatorname{tg} \gamma_{02} = \frac{c_2 - a}{(1-s)\omega_0};$$

$$\operatorname{tg} \mu_{01} = \frac{(1-s)\omega_0(a - 2c_1)}{\Omega_0^2 - [c_1(a - c_1) + (1-s)^2\omega_0^2]};$$

$$\operatorname{tg} \mu_{02} = \frac{(1-s)\omega_0(a - 2c_2)}{\Omega_0^2 - [c_2(a - c_2) + (1-s)^2\omega_0^2]}; C_a = \frac{X'' \cos \theta_{01} \cos \theta_{02}}{Z(s) \cos \alpha_2 \cos \eta_{01} \cos \eta_{02}};$$

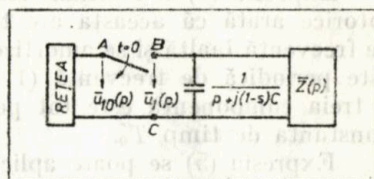


Fig. 2. Schema operațională echivalentă a mașinii asincrone pentru obținerea expresiei tensiunii reziduale.

$$C'' = \frac{(X'' - X') K_f^2 (1-s) \cos \gamma_2 \cos \mu_{02}}{Z(s) \{K_f^2 - (1-s)^2 [1 + c_2 (a - c_2) / (1-s)^2 \omega_0^2] \cos \gamma_{02}\}};$$

$$C' = \frac{(X_1 - X') K_f^2 (1-s) \cos \gamma_1 \cos \mu_{01}}{Z(s) \{K_f^2 - (1-s)^2 [1 + c_1 (a - c_1) / (1-s)^2 \omega_0^2] \cos \gamma_{01}\}}$$

În relațiile de mai sus $Z(s)$ reprezintă modulul impedanței mașinii asincrone la alunecarea s , dinainte de deconectare.

Expresia (5) a tensiunii reziduale la bornele mașinii asincrone cu două colivii rotorice arată că aceasta are trei componente: prima componentă este periodică de frecvență înaltă și se amortizează cu constanta de timp $T_a/2$; a doua componentă este periodică de frecvență $(1-s)f_0$ și se amortizează cu constanta de timp T_0'' ; a treia componentă este tot periodică de frecvență $(1-s)f_0$ și se amortizează cu constanta de timp T_0' .

Expresia (5) se poate aplica și pentru mașina asincronă cu colivie rotorice cu bare înalte. În acest caz colivia reală cu bare înalte se înlocuiește cu două colivii rotorice fictive cu parametrii constanți, ce se pot calcula în funcție de parametrii coliviei cu bare înalte $/2/$, $/3/$.

Încercări experimentale. În scopul verificării fidelității cu care expresia (5) a tensiunii reziduale descrie fenomenul studiat pentru mașina asincronă cu bare înalte în rotor, au fost efectuate probe de deconectare cu două mașini asincrone de 6 kV de acest tip, ale căror caracteristici principale sînt redată în tabelul 1.

Tabelul nr. 1

Tip motor	U_n [V]	P_n [kW]	$\cos \varphi_n$	$\left[\frac{n}{\text{rot}} \right]$	s [%]	η [%]	$\frac{M_{maz}}{M_n}$	T_0'' [ms]	T_0' [ms]	$\frac{T_a}{2}$ [ms]
MIB 2 Exe II	6 000	400	0,825	992	0,80	93,3	3,05	12,7	1 440	8,5
MAB 400 Y	6 000	315	0,870	1 485	1,06	93,2	2,60	10,3	1 130	7,5

A fost oscilografiată tensiunea reziduală de la bornele mașinii. În fig. 3 se reprezintă un exemplu de oscilogramă a tensiunii reziduale pentru una din mașini. Studiul și prelucrarea oscilogramelor au arătat că expresia (5) reproduce fidel fenomenul tranzitoriu. Astfel s-a constatat că frecvența primei componente a tensiunii reziduale este de ordinul de mărime 1,5–2 kHz și aceasta se amortizează complet într-un interval de timp de ordinul de mărime a $1/4$ perioade. După separarea acestei componente din oscilograma tensiunii reziduale, s-au putut separa și celelalte două componente folosind reprezentarea în axe semilogaritmice a curbei înfășurătoare a tensiunii reziduale. Un exemplu de reprezentare în axe semilogaritmice a acestei curbe precum și a modului de determinare a constantelor de timp T_0'' și T_0' ale componentei a doua respectiv a treia ale tensiunii reziduale, este indicat în fig. 4. Prelucrînd o serie de astfel de oscilograme au fost obținute valorile constantelor de timp T_0'' , respectiv T_0' pentru mașinile cu care s-au efectuat probele, aceste valori fiind indicate în ultimele coloane ale tabelului 1.

Din analiza valorilor lui T_0'' și T_0' rezultă că există o diferență foarte mare din punct de vedere valoric între constantele de timp T_0'' și T_0' ($T_0'' \ll T_0'$), prima avînd ordinul de mărime zeci de milisecunde, iar a doua ordinul secundelor.

Constatările de mai sus permit ca pentru studiul anumitor fenomene, ca de exemplu găsirea tensiunii rezultante la bornele întrerupătorului de cuplare la bare al sursei

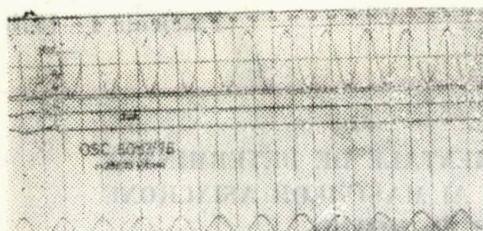


Fig. 3. Oscilogramă a tensiunii reziduale pentru o mașină asincronă.

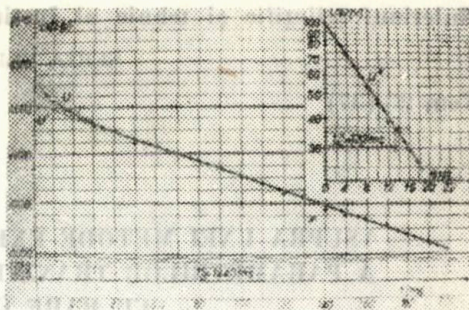


Fig. 4. Diagramele semilogaritmice ale componentelor tensiunii reziduale și determinarea constantelor de timp.

de rezervă în momentul cuplării acestuia, să se poată neglija contribuția primelor două componente ale tensiunii reziduale, acestea având constante de timp foarte mici în comparație cu timpul propriu de închidere al întrerupătorului.

Concluzii. Expresia analitică a legii de variație a tensiunii reziduale la bornele mașinii asincrone după dispariția tensiunii de alimentare, dedusă în lucrare, a permis prelucrarea oscilogramelor tensiunii reziduale a mașinilor asincrone și determinarea constantelor de timp cu care se amortizează componentele ei. În caz de nevoie, cu ajutorul ei se poate găsi tensiunea rezultantă la bornele întrerupătorului sursei de rezervă sau ale întrerupătorului sursei principale la reapariția tensiunii sursei principale. Încercările experimentale efectuate cu mașini cu bare înalte în rotor au arătat că legea de variație dedusă pentru tensiunea reziduală descrie fidel fenomenul tranzitoriu și că există diferențe valorice foarte mari între constantele T''_0 și T'_0 ($T''_0 \ll T'_0$).

BIBLIOGRAFIE

- [1] Selisch, A.I., Influența perturbațiilor din instalațiile electroenergetice asupra funcționării motoarelor electrice din serviciile interne ale centralelor termoelectrice, *Energetica*, 1977, 25, nr. 1, pp 23–29.
- [2] Gheju, P., Rărinca, O., Dușa, V., Dinu, G.H., Studiul comportării la scurtcircuit al motoarelor asincrone cu bare înalte în rotor, *Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia” Timișoara*, 1978, T 23 (37), fascicula 1, p. 28–31.
- [3] Stiebler, M., Die Nachbildung von Induktionsmaschinen mit Stromverdrängungsläufer am Analogrechner unter Verwendung der Doppelkäfignäherung, *Archiv für Elektrotechnik*, 1965, T 49, pp 331–342.
- [4] Hortopan, G., *Aparate electrice*, București, Ed. Didactică și Pedagogică, 1972, pp 372–375.
- [5] Dördea, T., *Mașini electrice*, București, Ed. Didactică și Pedagogică, 1970, pp 121.
- [6] Străhov, S. V., *Perechodnie proțesi v elektriceskikh ţepiah, soderjașcih mașini peremennogo toka*, Moskva, G.E.I., 1960, pp 38–39.
- [7] Gheju, P., Modificări funcționale și în comportarea consumatorilor mașini electrice la scurtcircuit, Referat, 1975, Catedra de Utilizări și mașini electrice, I.P.T.

ON THE REZIDUAL VOLTAGE AT THE INDUCTION-MACHINE TERMINALS WHEN THE SUPPLY IS DISCONNECTED

ABSTRACT

In the paper was found the analytical relationship for the voltage, which appears at the terminals of the induction-machine with double squirrel-cage and deep rotor bars, when the supply is disconnected. The experimental results of the tests on two 6 kV induction-machine with deep rotor bars confirm the validity of the analytical relationship found for this voltage.

ASUPRA UNEI METODE EXPERIMENTALE DE DETERMINARE A PARAMETRILOR TRANZITORII AI MAȘINILOR ASINCRONE CU BARE ÎNALTE ÎN ROTOR

DE

P. GHEJU, I. BESOIU

1. Introducere. Folosirea probei de scurtcircuit brusc /1/, /2/ în scopul determinării parametrilor tranzitorii ai mașinilor asincrone de puteri mari cu bare înalte în rotor, deși dă rezultatele cele mai precise, are inconvenientul că o dată cu scurtcircuitarea mașinii se scurtcircuitează și sursa de alimentare. Acest inconvenient nu poate fi acceptat întotdeauna din cauza solicitării sursei în timpul probei de scurtcircuit.

În lucrarea de față se prezintă o metodă nouă de determinare a parametrilor tranzitorii ai mașinilor asincrone cu bare înalte în rotor, prin care sursa de alimentare nu este solicitată în timpul probelor. Da asemenea sînt prezentate rezultatele experimentale obținute cu această metodă.

2. Prezentarea metodei. Metoda constă în deconectarea mașinii de la sursa de alimentare prin deschiderea întreruptorului I_1 (fig. 1) și scurtcircuitarea cît mai rapidă a bornelor ei prin închiderea întreruptorului I_2 . Imediat după deconectare, fluxul magnetic principal al mașinii nu poate să scadă brusc la zero, din cauza inerției electromagnetice a mașinii. Cu trecerea timpului fluxul scade, continuînd însă să inducă tensiuni electromotoare în înfășurările statorului. Astfel, după deconectarea mașinii de la sursa de alimentare, la bornele ei continuă să existe o tensiune, numită tensiune reziduală, a cărei lege de variație a fost stabilită în /3/. Dacă se scurtcircuitează apoi bornele mașinii după un timp cît mai scurt față de momentul deconectării ei de la sursă, mașina va stabili spre locul de scurtcircuit un curent, denumit curent de scurtcircuit indirect. Cunoașterea expresiei analitice a acestui curent permite determinarea experimentală a parametrilor tranzitorii ai mașinii asincrone cu bare înalte în rotor.

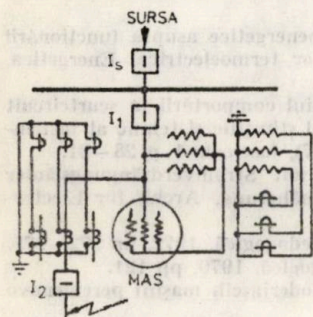


Fig. 1. Schema pentru efectuarea probei de scurtcircuit indirect la mașinile asincrone.

3. Expresia analitică a curentului de scurtcircuit indirect. Tensiunile trifazate echilibrate aplicate fazelor statorice $1s$, $2s$, $3s$ sînt date de relațiile:

$$u_{ns} = \sqrt{2} U \cos(\omega_0 t + \varepsilon_n) \quad (1)$$

unde ω_0 este pulsația unghiulară sincronă; $n=1, 2, 3$ și $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 - 2\pi/3$, $\varepsilon_3 = \varepsilon_1 - 4\pi/3$. Unghiurile ε_n caracterizează momentul deconectării mașinii de la sursa de alimentare.

În [3] s-a demonstrat că tensiunea reziduală prezintă trei componente, care se amortizează corespunzător constantelor de timp $T'_a = T_a/2$, T''_0 și T'_0 , unde T'_a și T''_0 sînt de ordinul 10 ms, iar $T'_0 = 1,1 \dots 1,4$ s. Ca urmare, timpul propriu de închidere al întreruptorului I_2 fiind de ordinul cel puțin 30 ms, în intervalul de timp t_1 de la deschiderea întreruptorului I_1 pînă la închiderea întreruptorului I_2 , componentele tensiunii reziduale avînd constantele de timp $T'_a = T_a/2$ și T''_0 se amortizează aproape complet. În fig. 2 se indică forma calitativă de variație a valorii efective a tensiunii reziduale a mașinii asincrone cu bare înalte în rotor, drept origine a timpului fiind considerat momentul deschiderii întreruptorului I_1 .

În condițiile de mai sus, tensiunea reziduală în momentul închiderii întreruptorului I_2 va conține numai componenta care se amortizează cu constanta de timp T'_0 , expresia ei fiind [3]:

$$u_{ns}^{(R)} = \sqrt{2} U' \exp [-t/T'_0] \cos [(1-s) \omega_0 t + \varepsilon_n - \varphi - \rho'] \quad (2)$$

unde s este alunecarea mașinii înainte de deconectare, iar φ este unghiul de defazare între curent și tensiune înainte de deconectare. Expresiile lui U' și ρ' sînt indicate în [3].

Din cauza valorilor mici ale lui t_1 se poate admite că, datorită inerției, alunecarea s a mașinii rămîne constantă în decursul primelor perioade ale scurtcircuitului indirect și egală cu cea dinainte de deconectare.

În aceste condiții făcînd schimbarea de variabilă:

$$\tau = t - t_1 \quad (3)$$

și folosind conceptul de impedanță operațională complexă a mașinii [3], rezultă expresia curentului de scurtcircuit indirect:

$$i_{ns}^{(Q)} = i_a + i_p'' \cos [(1-s) \omega_0 t + \varepsilon_n - \varphi + \varepsilon_0 + \lambda''] + i_p' \cos [(1-s) \omega_0 t + \varepsilon_n - \varphi + \varepsilon_0 + \lambda']. \quad (4)$$

În expresia (4), U'_0 este valoarea efectivă a tensiunii reziduale în momentul producerii scurtcircuitului indirect.

Curentul de scurtcircuit indirect prezintă conform relației (4) trei componente. Prima componentă este aperiodică și se amortizează cu constanta de timp T_a . Componenta a doua numită supratranzitorie este periodică și se amortizează cu constanta de timp T'' , iar componenta a treia este tot periodică, numită tranzitorie și se amortizează cu constanta de timp T' . Suma dintre componenta supratranzitorie și cea tranzitorie se va numi componenta periodică.

În relația (4) notațiile au următoarele semnificații:

$$i_a = i_a(0) \exp [-t/T_a] = \sqrt{2} U'_0 (1/X'') Q_a \cos [\varepsilon_n - \varphi + \varepsilon_0 + \lambda_a] \exp [-t/T_a]$$

$$i_p'' = i_p''(0) \exp [-t/T''] = \sqrt{2} U'_0 (1/X'' - 1/X') Q'' \exp [-t/T'']$$

$$i_p' = i_p'(0) \exp [-t/T'] = \sqrt{2} U'_0 (1/X') Q' \exp [-t/T']$$

$$\lambda_a = -\gamma_1 + \gamma_{01} + \gamma_{02} - \mu_{01} - \beta_{01} - \beta_{02}; \quad \lambda'' = -\gamma_1 + \gamma_{01} - \mu_{01} - \beta_{02};$$

$$\lambda' = -\gamma_1 + \gamma_{01} - \mu_{01} - \beta_{01}; \quad U' = U' \exp [-t_1/T'_0]; \quad \varepsilon_0 = (1-s) \omega_0 t_1;$$

$$\operatorname{tg} \gamma_1 = s \omega_0 / c_1; \quad \operatorname{tg} \gamma_{01} = (c_1 - a) / (1-s) \omega_0; \quad \operatorname{tg} \gamma_{02} = (c_2 - a) / (1-s) \omega_0;$$

$$\operatorname{tg} \beta_{01} = (b_1 - a) / (1-s) \omega_0; \quad \operatorname{tg} \beta_{02} = (b_2 - a) / (1-s) \omega_0;$$

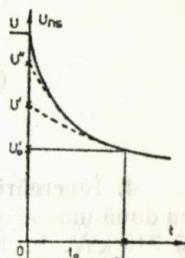


Fig. 2. Variația în timp a valorii efective a tensiunii reziduale a mașinii asincrone.

$$\operatorname{tg} \mu_{01} = \frac{\omega_0 (1-s) (a-2c_1)}{\Omega_0^2 - [c_1 (a-c_1) + (1-s)^2 \omega_0^2]};$$

$$Q_a = \frac{\sqrt{1 + [(c_2 - a)/\omega_0 (1-s)]^2}}{(1-s) \sqrt{\{1 + [(b_1 - a)/\omega_0 (1-s)]^2\} \{1 + [(b_2 - a)/\omega_0 (1-s)]^2\}}};$$

$$Q'' = \frac{c_2/b_2 - 1}{(1-s) [1 + (c_1 c_2)/b_2^2 - (c_1 + c_2)/b_2] \sqrt{1 + [(b_2 - a)/\omega_0 (1-s)]^2}};$$

$$Q' = \frac{c_2/b_1 - 1}{(1-s) [1 + (c_1 c_2)/b_1 b_2 - (c_1 + c_2)/b_1] \sqrt{1 + [(b_1 - a)/\omega_0 (1-s)]^2}};$$

$$a = 1/T_a; \quad b_1 = 1/T'; \quad b_2 = 1/T''; \quad c_1 = 1/T'_0; \quad c_2 = 1/T''_0.$$

4. **Încercări experimentale.** Au fost efectuate probe de scurtcircuit indirect cu două mașini asincrone de 6 kV cu bare înalte în rotor, cu puteri nominale de 400 kW și 315 kW. Probele au fost efectuate cu montajul din fig. 1. Au fost oscilografiate tensiunile și curenții tuturor fazelor. În fig. 3 se prezintă un exemplu de oscilogramă

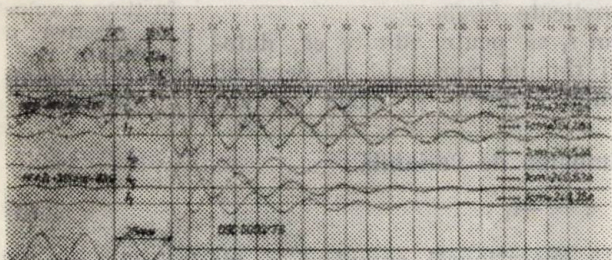


Fig. 3. Oscilogramă a curenților de scurtcircuit indirect pentru două mașini asincrone.

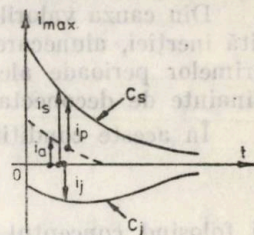


Fig. 4. Separarea componentelor curentului de scurtcircuit indirect al mașinii asincrone.

obținută în urma unei probe de scurtcircuit indirect. Oscilogramele au fost prelucrate în concordanță cu relația (4). Astfel s-a trasat înfășurătoarea superioară (C_s) și inferioară (C_i) a curbei curentului de scurtcircuit indirect (fig. 4). S-a separat componenta aperiodică, de cea periodică, folosind relațiile:

$$i_a = (i_s + i_j)/2; \quad i_p = (i_s - i_j)/2 \quad (5)$$

unde semnificația lui i_s , i_j , i_a , i_p rezultă din fig. 4.

Avînd în vedere că $T' \gg T''/1/$ și folosind reprezentarea în axe semilogaritmice, din i_p se pot separa cele două componente: tranzitorie i_p' supratranzitorie i_p'' și se pot determina valorile constantelor de timp T' și T'' , precum și valoarea inițială a acestor componente $i_p'(0)$ și $i_p''(0)$ ca în exemplul din fig. 5. Procedînd în mod analog cu componenta aperiodică i_a , se poate determina

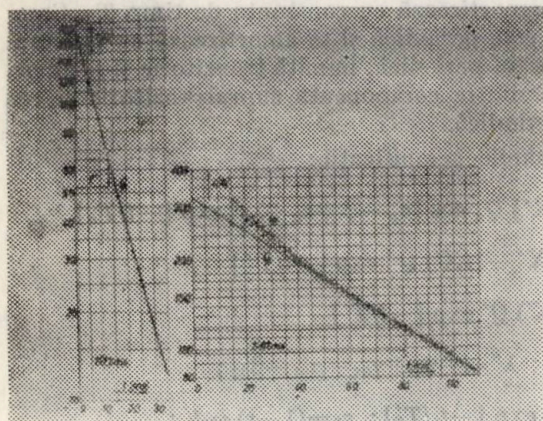


Fig. 5. Reprezentarea în axe semilogaritmice a componentelor periodice ale curentului de scurtcircuit indirect al mașinii asincrone și determinarea constantelor lor de timp.

valoarea constantei de timp T_a . Cunoscind valorile constantelor de timp T_a , T'' , T' se pot calcula coeficientii Q'' și Q' . Cu ajutorul acestor coeficienți, din valorile $i_p'(0)$ și $i_p''(0)$ se pot determina reactanța tranzitorie X' și supratranzitorie X'' ale mașinii.

În tabelul 1 sînt indicate valorile parametrilor tranzitorii (T'' , T' , T_a , X'' , X') pentru cele două mașini obținute prin proba de scurtcircuit indirect și direct. Diferențele între valorile parametrilor obținute prin cele două metode sînt neesențiale. În tabelul 1 sînt indicate abaterile valorilor parametrilor tranzitorii, obținute prin proba de scurtcircuit indirect, considerînd drept bază (100%) valorile aceluiași parametrii obținute prin proba de scurtcircuit direct.

Tabelul 1

Tip motor	U_n [V]	P_n [kW]	n [rot/min]		T'' [ms]	T' [ms]	T_a [ms]	X'' [Ω]	X' [Ω]
MIB 2Exc2	6 000	400	992	Sec. direct Sec. indirect Abatere [%]	12,750 13,000 -1,960	81,862 81,000 1,052	17,000 16,500 2,941	8,790 8,980 -2,161	13,645 13,833 -1,377
MAB 4 00Y	6 000	315	1 485	Sec. direct Sec. indirect Abatere [%]	11,225 11,000 2,000	53,187 51,000 4,111	15,000 14,600 2,666	11,775 12,289 -4,365	19,659 19,696 -0,188

5. **Concluzii.** Din comparația rezultatelor experimentale obținute prin proba de scurtcircuit indirect cu cele obținute prin proba de scurtcircuit direct, rezultă că metoda de scurtcircuit indirect poate fi folosită cu succes pentru determinarea parametrilor tranzitorii ai mașinilor asincrone cu bare înalte în rotor, erorile ce rezultă fiind foarte mici.

BIBLIOGRAFIE

1. Gheju, P., Rarinca, O., Dușa, V., Dinu, Gh., Studiul comportării la scurtcircuit a motoarelor asincrone cu bare înalte în rotor, Buletinul științific și tehnic I.P.T., 1978, t 23 (37), fasc. 1.
2. Kalsi, S. S., Stephen, D. D., Adkins, B., Calculation of system-fault currents due to induction motors, Proc. IEE, Anglia, 1971, 118, nr. 1, pp. 201-215.
3. Gheju, P., Considerații privind tensiunea reziduală la bornele mașinii asincrone după întreruperea tensiunii de alimentare, Bul. științific și tehnic I.P.T., 1978, t 23(37) fascicola 2.

ÜBER EIN EXPERIMENTELLES VERFAHREN ZUR BESTIMMUNG DER TRANSIENTEN PARAMETER BEI INDUKTIONSMASCHINEN MIT STROMVERDRÄNGUNGSEFFEKT IN DER LÄUFERWICKLUNG

ZUSAMMENFASSUNG

In der vorliegenden Arbeit wird eine neue Methode des plötzlichen Kurzschlussversuches bei Induktionsmaschinen mit Stromverdrängungseffekt in der Rotorwicklung vorgeschlagen. Der Vorteil der Methode besteht darin dass beim Kurzschlussversuch die Stromquelle der Induktionsmaschine nicht durch die Kurzschlussströme belastet wird. Die in dieser Arbeit vorgelegten Ergebnisse werden mit jenen verglichen die durch übliche Kurzschlussversuche erhalten wurden.

O METODĂ NOUĂ DE CALCUL PENTRU RAPORTAREA LA ARBORELE MAȘINII DE ACȚIONARE A MĂRIMILOR DIN ECUAȚIA MIȘCĂRII, CÎND NU SE CUNOSC ACCELERAȚIILE $d\Omega/dt$

DE

ȘT. BARTZER

1. Punerea problemei. În practică sînt frecvente cazurile [4, 5] cînd diagrama de mers $\Omega(t)$ și accelerațiile, respectiv decelerațiile $d\Omega/dt$ se cunosc numai după rezolvarea ecuației diferențiale a mișcării. În astfel de cazuri nu se poate aplica metoda cf. [3] pentru calculul mărimilor M_r și J_e din ecuația mișcării.

În cele ce urmează se prezintă o altă metodă originală pentru calculul mărimilor M_r și J_e cu luarea în considerare a pierderilor în transmisie, aplicabilă și în cazurile arătate mai sus, însă fără dezavantajele metodelor clasice [3, pct. 1 și 2].

2. Metoda de calcul propusă de autor, elaborată [2] pentru cazurile în care nu se cunosc suficiente date privind $d\Omega/dt$, este reprezentată prin următoarele formule generale de recurență:

— la funcționarea mașinii de acționare (MA) în regim de motor:

$$M_r = \mp M_{rL} b_{n\mu} - \Pi\mu, \quad (1)$$

$$J_e = \sum_{x=0}^n \frac{J_x}{v_x^2} b_{x\mu}; \quad (2)$$

— la funcționarea MA în regim de frînă:

$$M_r = \pm M_{rL} b_{nf\varphi} - \Pi f\varphi, \quad (3)$$

$$J_e = \sum_{x=0}^n \frac{J_x}{v_x^2} b_{xf\varphi}, \quad (4)$$

unde s-au introdus următoarele notații:

$$b'_x = 1/\eta'_{xN} - k'_x; \quad (5)$$

$$b'_{xf} = 2 - b'_x = 2 - 1/\eta'_{xN} + k'_x; \quad (6)$$

$$b_{x\mu} = b'_1 b'_2 \dots b'_\mu b'_{(\mu+1)f} b'_{(\mu+2)f} \dots b'_{xf}; \quad (7)$$

$$b_{xf\varphi} = b'_{1f} b'_{2f} \dots b'_{f\varphi} b'_{\varphi+1} b'_{\varphi+2} \dots b'_x; \quad (8)$$

$$\Pi\mu = M_{RN} \sum_{x=1}^n k'_x b_{(x-1)\mu} \quad (9)$$

și

$$\Pi f\varphi = M_{RN} \sum_{x=1}^n k'_x b_{(x-1)f\varphi} \quad (10)$$

care, toate, reprezintă constante ale transmisiei,

unde: $x=1, 2, \dots, n$ este numărul de trepte considerate ale transmisiei;

$\mu=1, 2, \dots, n$ este numărul de trepte ale transmisiei, începînd cu treapta 1, prin care, la funcționarea în regim de motor, puterea se transmite în sensul $MA \rightarrow ML$ [1, fig. 1];

$\varphi=1, 2, \dots, n$ este numărul de trepte ale transmisiei, începînd cu treapta 1, prin care, la funcționarea în regim de frînă, puterea se transmite în sensul $ML \rightarrow MA$;

și unde: $v_0=1$ și $b_{0\mu}=1$.

Semnificația celorlalte mărimi și notații folosite sînt cf. [1, 3].

La funcționarea MA în regim de motor, se adoptă pentru cuplul M_{rL} semnul (—) în perioadele de funcționare corespunzătoare cazurilor I, II și III și semnul (+) în perioadele de funcționare care se încadrează în cazul IV [1, tab. 2]. Dacă MA funcționează în regim de frînă, atunci semnul cuplului M_{rL} este (+) în perioadele de funcționare corespunzătoare cazurilor V, VI și VII și (—) în perioadele de funcționare care se încadrează în cazul VIII.

Cu ajutorul formulelor (1) și (3) se obține cuplul static raportat, M_r , alături de valoare, cît și de semn necesar în ecuația mișcării. Prin aplicarea convenției generale enunțate în [1, pct. 2] se asigură scrierea corectă a acestor formule din punctul de vedere al semnelor. Deoarece prin cuplurile de tipul II se evidențiază într-o anumită măsură pierderile prin frecare în transmisie, semnul acestor cupluri va fi totdeauna invers semnelui vitezei unghiulare Ω . În formulele

prezentate mai sus semnele cu plurilor sînt valabile pentru $\Omega > 0$. Dacă $\Omega < 0$, atunci cf. convenției se inversează semnele tuturor cuplurilor și astfel formulele scrise rămîn valabile.

Pentru a ușura determinarea constantelor transmisiei, b'_x și b'_{xf} , s-a conceput nomograma reprezentată în fig. 1. Modul de aplicare a nomogramei, care este o nomogramă cu drepte ajutătoare (Δ) paralele, este ilustrat printr-un exemplu. Printr-o singură operație se pot determina valorile ambelor mărimi, b'_x și b'_{xf} , deoarece scările lor grafice sînt suprapuse. Schematic, ordinea operațiilor este următoarea :

- se stabilește poziția dreptei ajutătoare Δ' prin punctele marcate de valorile mărimilor k'_x și η_{xN} ;
- se trasează dreapta ajutătoare Δ'' prin punctul pivot p , paralelă cu dreapta ajutătoare Δ' ;
- la intersecția dreptei ajutătoare Δ'' cu scara mărimilor b'_x și b'_{xf} se citesc valorile căutate.

3. Caracterizarea metodei de calcul propuse.

- Nu trebuie să se cunoască $d\Omega/dt$.
- În locul randamentelor variabile cu puterea transmisă, în expresiile mărimilor M_r și J_e apar constante ale transmisiei, care nu-și schimbă valoarea la variația încărcării și a accelerației.
- Se poate calcula valoarea cuplului M_r și în cazurile caracterizate prin $M_L=0$, sau $F_L=0$ (mersul în gol al mecanismului executor).
- Formulele mărimilor M_r și J_e se aplică diferențiat în funcție de sensul de transmitere a puterii, respectiv în funcție de regimul de funcționare : motor sau frînă, dar la aplicarea lor nu trebuie să se țină seama de felul mișcării : accelerație sau decelerație.
- Cu excepția cazurilor IV și VIII [1, tab. 2] rezultă $J_e = \text{const.}$, deci ecuația mișcării poate fi scrisă corect sub forma simplă : $\pm M \mp M_r = J_e d\Omega/dt$, dar valoarea lui J_e calculată cu ajutorul rel. (2) sau (4) nu poate fi folosită pentru determinarea energiei cinetice a acționării.
- La aplicarea rel. (1), ... (10), $\mu = n$ în cazurile I, II și III, iar $\varphi = n$ în cazurile V, VI și VII ; în cazurile IV și VIII, $\mu < n$, respectiv $\varphi < n$ [1, tab. 2].

4. Concluzii. Prin metoda de calcul prezentată în lucrare se facilitează determinarea diagramelor de funcționare ale acționărilor electrice cu ajutorul ecuației mișcării în cadrul unor calcule pretențioase din punctul de vedere al exactității rezultatului, asigurînd luarea în considerare a pierderilor în transmisie numai prin constante ale acestora, indiferent de valoarea și sensul puterii transmise și chiar la mersul în gol al mecanismului executor.

Nomogramă pentru :

$$b'_x = \frac{1}{\eta_{xN}} - k'_x$$

$$b'_{xf} = 2 - b'_x = 2 - \frac{1}{\eta_{xN}} + k'_x$$

Exemplu de aplicare :

Date inițiale : $k'_x = 0,05$; $\eta_{xN} = 0,9$

Rezultă : $b'_x = 1,061$ și $b'_{xf} = 0,939$

Condiția : $\Delta' \parallel \Delta''$ prin punctul p

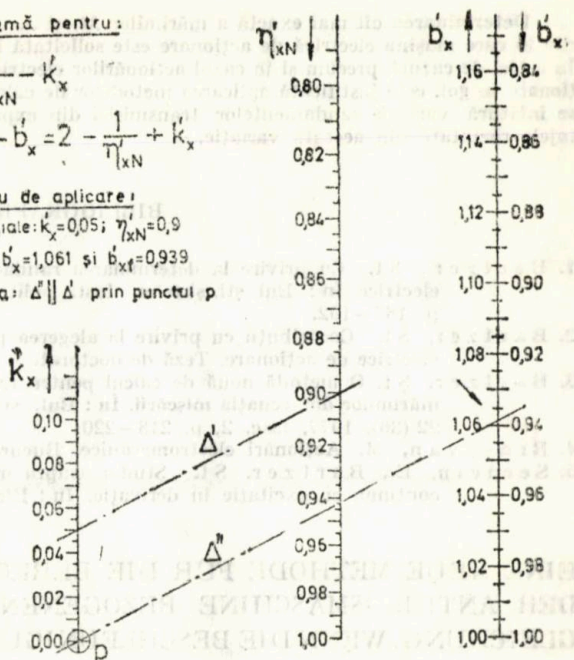


Fig. 1.

Determinarea cit mai exactă a mărimilor M_r și J_e din ecuația mișcării se impune în toate cazurile în care mașina electrică de acționare este solicitată la limita din punctul de vedere al încălzirii. În astfel de cazuri, precum și în cazul acționărilor electrice cu o pondere mare a perioadelor de funcționare în gol, este justificată aplicarea metodelor de calcul propuse de autor [3]. Prin aceste metode se înlătură variația randamentelor transmisiei din expresiile mărimilor M_r și J_e , deci și dezavantajele rezultate din această variație.

BIBLIOGRAFIE

1. Bartzner, Șt. Cu privire la determinarea randamentelor transmisiei la calculul acționărilor electrice. În: Bul. ști. și tehn. Inst. politeh., Timiș., Electroteh., 20 (34), 1975, fasc. 2, p. 187-192.
2. Bartzner, Șt. Contribuții cu privire la alegerea puterii și verificarea la încălzire a mașinilor electrice de acționare. Teză de doctorat. I. P. Timișoara, 1975.
3. Bartzner, Șt. O metodă nouă de calcul pentru raportarea la arborele mașinii de acționare a mărimilor din ecuația mișcării. În: Bul. ști. și teh. Inst. politeh., Timiș. Electroteh., 22 (36), 1977, fasc. 2, p. 218-220.
4. Brașovan, M. Acționări electromecanice. București, Edit. didactică și pedagogică, 1967.
5. Seracin, E., Bartzner, Șt. Studiu asupra modelării matematice a motorului de curenț continuu cu excitație în derivație. În: Electrotehnica, 16, 1968, nr. 4, p. 121-135.

EINE NEUE METHODE FÜR DIE BERECHNUNG DER AUF DIE WELLE DER ANTRIEBSMASCHINE BEZOGENEN GRÖSSEN DER BEWEGUNGSGLEICHUNG, WENN DIE BESCHLEUNIGUNG $d\Omega/dt$ NICHT BEKANNT IST

ZUSAMMENFASSUNG

Die in der Arbeit gebrachte Berechnungsmethode erleichtert die genaue Bestimmung der Betriebsdiagramme elektrischer Antriebe mit Hilfe der Bewegungsgleichung, unter Berücksichtigung der gesamten Getriebeverluste nur mittels konstanter Getriebeparameter, unabhängig von dem Wert und der Richtung der übertragenen Leistung und auch bei Leerlauf des Arbeitsmechanismus.

ANALIZA PARAMETRILOR LINIILOR ELECTRICE AERIENE ÎN DOMENIUL FRECVENȚEI

DE

C. VELICESCU

Influența efectului pelicular, a pământului, cit și a conductoarelor de protecție asupra parametrilor liniilor electrice are o pondere diferită funcție de valoarea frecvenței de calcul. Lucrarea își propune analiza modului de considerare a acestor influențe, cit și determinarea importanței lor pe diferite domenii de frecvență.

1. Relații de calcul pentru parametri. Influența efectului pelicular asupra rezistenței și inductivității liniei electrice este dată în [1] astfel:

$$R_{ca} = R_{cc} \frac{\text{ber}(mr) \cdot \text{bei}'(mr) - \text{bei}(mr) \cdot \text{ber}'(mr)}{[\text{ber}'(mr)]^2 + [\text{bei}'(mr)]^2} \quad (1)$$

$$L_{ca} = \frac{\mu_0}{8\pi} \frac{4}{mr} \frac{\text{ber}(mr) \cdot \text{ber}'(mr) + \text{bei}(mr) \cdot \text{bei}'(mr)}{[\text{ber}'(mr)]^2 + [\text{bei}'(mr)]^2} \quad (2)$$

unde: $\text{ber}(mr) = R_e \{J_0(j\sqrt{j}mr)\}$, $\text{bei}(mr) = I_m \{J_0(j\sqrt{j}mr)\}$, J_0 fiind funcția Bessel de ordinul zero și speța întâi;

$m = \sqrt{\frac{\mu_0 \omega}{\rho}}$, ρ și r fiind rezistivitatea, respectiv raza conductorului.

Pentru a pune în evidență efectul pământului ca și cale de întoarcere, se calculează corecțiile asupra rezistenței și reactanței conform relațiilor date de Carson [2]:

$$R_p = 2P \omega \mu_0 \frac{1}{2\pi}, \quad X_p = 2Q \omega \mu_0 \frac{1}{2\pi} \dots \quad (3)$$

Mărimile de corecție P și Q se calculează funcție de variabile $R_{ij} = 5,62 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{\frac{f}{\rho p}} \cdot \frac{S_{ij}}{2}$ și θ_{ij} a căror semnificație este cea din fig. 1.

$$\text{Pentru } R > 5, \quad P = \frac{\cos \theta}{\sqrt{2}R} - \frac{\cos 2\theta}{R^2} + \frac{\cos 3\theta}{\sqrt{2}R^3} + \frac{3 \cos 5\theta}{\sqrt{2}R^5} + \dots$$

$$Q = \frac{\cos \theta}{\sqrt{2}R} - \frac{\cos 3\theta}{\sqrt{2}R^3} + \frac{3 \cos 5\theta}{\sqrt{2}R^5} \quad (4)$$

iar pentru $R \leq 5$ relațiile de calcul sînt:

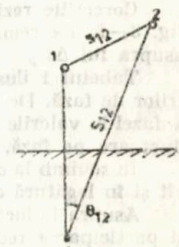
$$P = \frac{\pi}{2} (1 - S_4) + \frac{S_2}{2} \cdot \ln \frac{2}{\gamma R} + \frac{1}{2} \theta \cdot S'_2 - \frac{\sigma_1}{\sqrt{2}} + \frac{\sigma_2}{2} + \frac{\sigma_3}{\sqrt{2}} \quad (5)$$

$$Q = \frac{1}{4} + \frac{1 - S_4}{2} \cdot \ln \frac{2}{\gamma R} - \theta \frac{S'_4}{2} + \frac{\sigma_1}{\sqrt{2}} - \frac{\pi \cdot S_2}{8} + \frac{\sigma_3}{\sqrt{2}} - \frac{\sigma_4}{2}$$

Mărimile nou introduse în (5) sînt serii infinite cu termenii calculabili funcție de R și θ , iar γ este constanta Euler.

Reactanțele mutuale ale conductoarelor se determină cu relațiile cunoscute:

$$X_{gij} = \frac{\mu_0 \omega}{2\pi} \cdot \ln \frac{S_{ij}}{s_{ij}} = \frac{\mu_0 \omega}{2\pi} \cdot B_{ij} \quad (6)$$



Admitanța liniei este dată de relația (7):

$$Y_{ij} = \frac{2\pi\omega\epsilon_0}{\ln \cdot \frac{S_{ij}}{s_{ij}}} \quad (7)$$

indicii i și j au valorile de la 1 la numărul maxim de conductoare ale liniei.

Matricile finale ale parametrilor de fază sînt:

$$[R] = [R]_p + [R]_c \text{ și } [X] = [X]_c + [X]_p + [X]_g \quad (8)$$

Se consideră conductoarele de protecție legate rigid la pămînt. Scăderea valorilor parametrilor de fază pentru conductoarele active se va observa prin compararea matricii inițiale a parametrilor cu cea corespunzătoare redusă la ordinul 3.

Pentru așezarea pe orizontală a conductoarelor liniei de 400 kV și considerind două conductoare de protecție termenii matricii parametrilor de fază prezintă simetriile:

$$X_{ij} = X_{ji}, i = 1, \dots, 5 \text{ și } X_{11} = X_{22} = X_{33}, X_{44} = X_{55} \quad (9)$$

Termenii diagonali din matricea redusă la ordinul 3 au valorile:

$$X_{11} = \frac{X_{55}(X_{14}^2 + X_{15}^2) - 2 \cdot X_{55} \cdot X_{14} \cdot X_{15}}{X_{55}^2 - X_{45}^2}, \text{ pentru fazele extreme și } X_{11} = \frac{2 \cdot X_{25}^2}{X_{45} + X_{55}} \text{ pentru}$$

faza centrală.

2. Rezultate de calcul. Calculele s-au efectuat pentru linia de 400 kV cu două conductoare de 450/75 mm² pe fază și două conductoare de protecție de 150/25 mm² din OL-AL.

Domeniul de frecvență s-a considerat 50–10⁵ Hz, iar pentru fiecare frecvență s-a luat rezistivitatea pămîntului la valorile 50, 100, 150, 200 Ωm.

Calculele s-au executat pe calculatorul FELIX 256.

Creșterea rezistenței față de cea din curent continuu, K_R , cit și micșorarea inductivităților interioare, K_L , datorită efectului pelicular sînt redată în fig. 2. Acest lucru este arătat pentru conductorul de fază și cel de protecție.

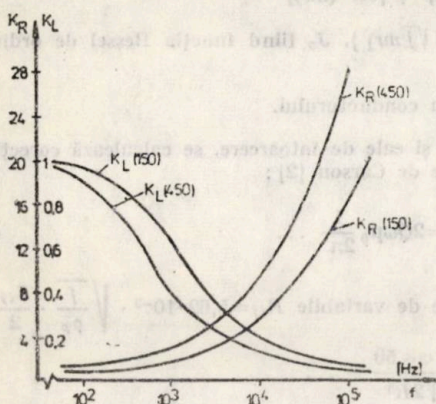


Fig. 2. Variația cu frecvența a efectului pelicular pentru rezistență și inductivitate.

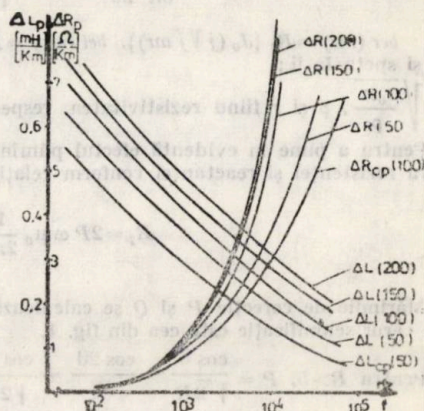


Fig. 3. Corecțiile ΔR_p și ΔL_p pentru conductorul de 450 mm² și 150 mm².

Corecțiile rezistenței ΔR_p și a inductivității ΔL_p datorate pămîntului sînt reprezentate în fig. 3–5. De remarcat creșterea rapidă a lui ΔR_p cu frecvența și cu rezistivitatea și efectul invers asupra lui ΔL_p .

Tabelul 1 ilustrează evoluția ponderii efectului pelicular și a pămîntului în mărimea parametrilor de fază. De remarcat importanța scăzută a efectului pelicular în determinarea rezistenței totale a fazei la valorile mari ale rezistivității solului. Explicația constă în existența în paralel a două conductoare pe fază, cit și în mărimea pronunțată a corecției pămîntului.

În schimb la conductorul de protecție considerarea efectului pelicular este de remarcat ca mărime, cit și în legătură cu influența asupra parametrilor fazei.

Asupra inductivității interioare efectul pelicular are o influență nesemnificativă avînd în vedere și participarea redusă a acesteia la determinarea inductivității totale.

Corecțiile pămîntului sînt preponderente la determinarea rezistenței încă de la frecvențe mici crescînd cu frecvența și rezistivitatea. Acest lucru determină o scădere a influenței efectului pelicular peste 10³ Hz.

Inductivitatea suferă o modificare substanțială numai la frecvențe mici și rezistivități mari

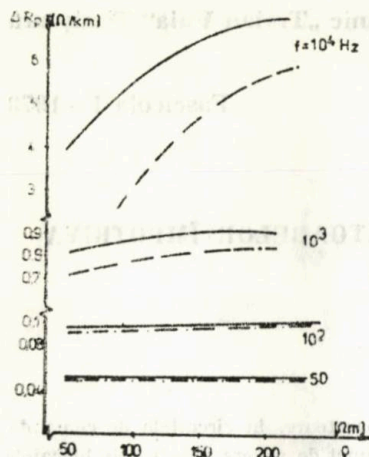


Fig. 4. Influența rezistivității pământului asupra corecției rezistenței.

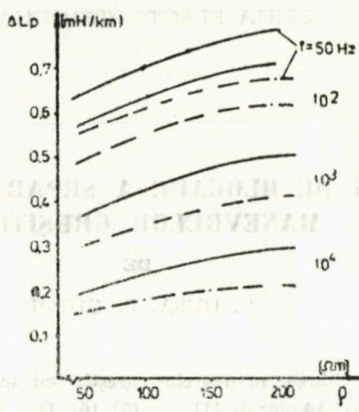


Fig. 5. Influența rezistivității pământului asupra corecției inductivității.

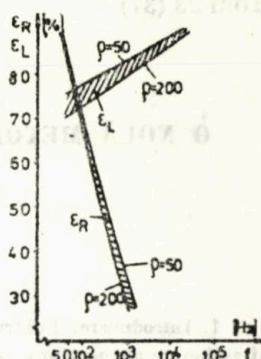


Fig. 6. Domeniile de modificare a rezistenței și inductivității datorate prezenței conductoarelor de protecție.

Tabelul 1

	F [Hz]	$\Delta R_{pelic} \%$		$\Delta R_p \%$		$\Delta L_{pelic} \%$		$\Delta L_p \%$	
		$\rho_p = 50$	200	ϵ_0	200	50	200	50	200
Parametrii fazei	50	1,65	1,01	57,73	58,3	0,05	0,05	33,87	38,64
	10^2	3,82	3,7	70,76	71,7	0,11	0,1	31,66	36,58
	10^3	7,11	6,45	89,2	90,1	1	0,9	23,0	28,64
	10^4	6,25	3,5	92,87	96,14	1,57	1,47	13,65	19,32
Parametrii conductorului de protecție	50	0,41	0,4	13,38	13,9	0,01	0,01	23,8	27,8
	10^2	1,03	1,02	22,82	27,43	0,05	0,05	21,6	26,5
	10^3	15,85	13,9	56,24	60,95	0,92	0,88	14,2	19,1
	10^4	18,49	13,24	67,2	77,37	2,13	2,07	8,27	11,5

Scăderea procentuală a valorilor parametrilor de fază pentru rezistență și inductivitate ϵ_R , ϵ_L datorită influenței conductoarelor de protecție se situează pe domeniile prezentate fig. 6.

La 50 Hz și $\rho_p = 50 \Omega m$ scăderea rezistenței este de 86,3%, iar a inductivității de 75,82% din valorile calculate prin neglijarea conductoarelor de protecție. Cu mărirea frecvenței aceste influențe scad pentru inductivitate, 90% pentru 10^4 Hz, și cresc pentru rezistență, 34,9% la 10^3 Hz.

3. **Concluzii.** Analiza prezentată permitea alegerea posibilităților de calcul al valorilor parametrilor liniilor necesare în studiul fenomenelor tranzitorii, iar programul de calcul elaborat dă valorile globale corecte pentru parametrii liniilor de orice configurație geometrică dată.

BIBLIOGRAFIE

1. Stevenson W. D., Element of Power System Analysis. Mc Graw-Hill, New-York, 1962, pp. 76-92.
2. Galloway R. H., Shorocks W. B., Wedepohl L. M., Calculation of electrical parameters for short and long polyphase transmission lines. IEEE Trans. on PAS, v. 111, nr. 12, 1964, pp. 2051-2059.

THE ANALYSIS OF OVERHEAD TRANSMISSION LINES PARAMETERS ON FREQUENCY FIELD

SUMMARY

The paper presents the influence of skin effect, earth return and ground wires on the overhead transmission lines parameters. The frequency and the earth resistivity are included in 50- 10^5 Hz, respectively 50-200 Ωm fields.

O NOUĂ METODĂ DE BLOCARE A SEPARATOARELOR ÎMPOTRIVA MANEVRELOR GREȘITE

DE

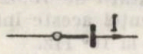
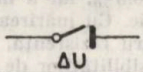
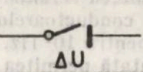
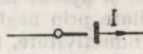
V. DUSA, P. GHEJU

1. **Introducere.** Pentru evitarea manevrelor greșite cu separatoare, în circuitele de comandă și acționare ale acestora, se prevăd blocaje [1], [2], [5], [6]. Din punct de vedere constructiv blocajele operative se pot realiza mecanic, pneumatic, electropneumatic, electromagnetic sau electric [1], [5], [6], în funcție de dispozitivul de acționare al separatorului. Actual, blocajele separatoarelor sînt materializate prin bucle de blocaj, la baza realizării acestora stînd condiții stabilite în funcție de locul și rolul separatoarelor în schema de conexiuni și impuse prin normative [5], [6].

În lucrare se prezintă o metodă nouă de realizare automată a blocajelor operative a separatoarelor comandate de la distanță. Avantajul metodei constă în renunțarea la buclele de blocaj, excluzîndu-se totodată orice manevră greșită cu separatoare.

2. **Condițiile manevrării separatoarelor.** Separatoarele electrice sînt aparate de comutație care servesc la modificarea configurației schemei electrice a circuitelor [6] și deoarece nu sînt echipate cu dispozitive de stingere a arcului electric [4], manevrarea lor este admisă numai în condițiile inexistenței posibilității de apariție a arcului electric între contacte. Aceste condiții se stabilesc ținînd seama de prezența curentului I prin separator, cînd acesta este închis și a tensiunii ΔU între contacte, cînd separatorul este deschis.

Tabelul 1

DEȘCHIDERE		Manevre	ÎNCHIDERE		Manevre
Înainte de manevrare	După manevrare		Înainte de manevrare	După manevrare	
					
$I=0$	$\Delta U=0$	da	$\Delta U=0$	$I=0$	da
	$\Delta U \neq 0$	da		$I \neq 0$	da
$I \neq 0$	$\Delta U=0$	da	$\Delta U \neq 0$	$I=0$	da
	$\Delta U \neq 0$	nu		$I \neq 0$	nu

Condițiile sînt redată în tabelul 1 unde prin „da” sînt marcate situațiile în care este posibilă manevrarea, iar prin „nu” situațiile în care nu este posibilă manevrarea. Aceste condiții se pot exprima prin relația $\Delta U \cdot I = 0$.

Este de remarcat faptul că pentru stabilirea acestor condiții sînt necesare atît mărimi din poziția dinainte de manevrare, cit și din poziția de după manevrare a separatorului.

3. **Prezentarea metodei de blocare a separatoarelor.** După cum se observă din tabelul 1, mărimile I și ΔU se caracterizează doar prin două stări:

- stare de existență ($\neq 0$).
- stare de inexistență ($=0$).

Dacă acestor două stări li s-a atașează variabilele binare 0, respectiv 1 (0 pentru starea de inexistență și 1 pentru starea de existență), tabelul 1 se transformă în tabela de corespondență din figura 1, care definește funcția logică F . Aceasta este o funcție „SI-negat” a unui circuit logic „SI-NU” cu două intrări [3].

Circuitul logic „SI-NU” dă la ieșire un un semnal logic în concordanță cu condițiile de manevrare ale separatorului (1 când este permisă manevrarea și 0 când nu este permisă), numai dacă ambele mărimi I respectiv ΔU , transpuse în semnale logice, sînt prezente simultan la intrările lui. Acest lucru se obține dacă mărimea din poziția dinainte de manevrare se păstrează un timp și după manevrare.

În figura 2 se prezintă schema-bloc pentru comanda de la distanță și blocare a separatoarelor.

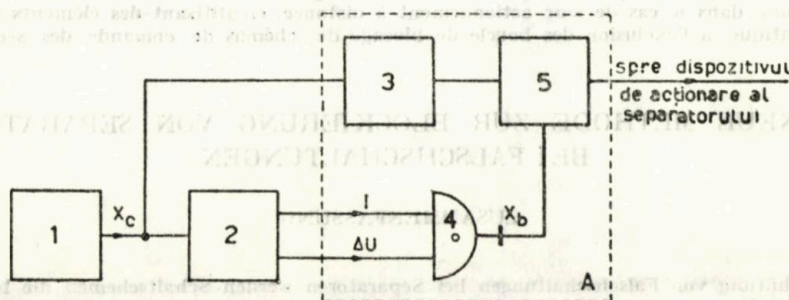


Fig. 2. Schema bloc pentru comanda și blocarea separatoarelor :
1 — element de comandă; 2 — elementul de modelare a separatorului; 3 — element de temporizare; 4 — circuit logic „SI-NU”; 5 — element de blocaj; X_c — mărimea de comandă; X_b — mărimea de blocare.

Prin elementul de comandă (1) se acționează elementul (2), care modelează separatorul în schema model a circuitelor primare. Funcție de starea mărimilor I și ΔU , obținute de la elementul (2), circuitul logic „SI-NU” (4) blochează sau nu elementul de blocare (5), astfel încît, cu întîrzierea dată de elementul de temporizare (3), mărimea de comandă (X_c) este lăsată sau nu să treacă spre dispozitivul de acționare al separatorului.

Elementul (2) face parte dintr-o schemă de circuite secundare care funcțional, reproduce fidel schema circuitelor primare. El ajută la obținerea mărimii din poziția finală a separatorului încă înainte ca acesta să fie manevrat.

Elementul de temporizare (3) are rolul de a nu lăsa mărimea de comandă (X_c), care este transmisă și pentru acționarea elementului (2), să ajungă la elementul de blocaj (5) înainte ca circuitul logic „SI-NU” (4) să-și fi stabilit mărimea de ieșire (X_b).

Pentru verificarea metodei s-a folosit o instalație elaborată de autori, în care circuitul logic este modelat cu rele electromagnetice, iar elementul 2 (fig. 2) printr-un comutator. Rezultatele experimentale au fost satisfăcătoare, confirmînd valabilitatea metodei.

4. **Concluzii.** Metoda propusă este foarte simplă și eficientă. Deoarece metoda permite verificarea condițiilor de manevrare și manevrarea separatorului numai cînd aceste condiții sînt îndeplinite, ea exclude orice posibilitate de manevrare greșită.

Aplicarea ei are avantaje și în proiectare, deoarece se elimină complet buclele de blocaj ale schemelor.

Metoda este economică putîndu-se aplica principiul de preselecție a circuitelor, ansamblul de elemente A (fig. 2) putînd fi folosit pentru verificarea condițiilor de manevrare și comanda oricărui separator din instalații.

I	ΔU	F
1	1	0
1	0	1
0	1	1
0	0	1

Fig. 1. Circuitul logic „SI-NU”, care modelează condițiile de manevrare a separatorului.

BIBLIOGRAFIE

1. Alexandru C., Îndreptar pentru electroenergeticieni, Editura Scrisul Român, 1973.
2. Grumin T., IA Instalații de comandă și control ale centralelor și stațiilor electrice, Editura tehnică, București, 1965.
3. Simbotin C. și Tanasciuc C., Comutația statică în automatică. Editura tehnică, București, 1970.
4. Suciu I., Aparate electrice, Editura didactică și pedagogică, București, 1968.
5. * * * Normativ de proiectare a instalațiilor de comandă-control din centrale și stații electrice. Oficiul de documentare energetică, București, 1972.
6. * * * Instrucțiuni pentru proiectarea stațiilor de conexiuni și transformare. Vol. II, ICEMENERG — București, 1975.

UNE NOUVELLE MÉTHODE DE BLOCAGE DES SÉCTIONNEURS CONTRE LES MANOEUVRES ERRONÉES

RÉSUMÉ

Pour prévenir les manoeuvres erronées des sectionneurs, il s'utilise des schémas de blocage, basés sur certaines conditions données par des normatifs. Le travail présente une nouvelle méthode de blocage de sectionneurs, dans le cas de leur actionnement à distance, en utilisant des éléments de la logique mathématique à l'exclusion des boucles de blocage de schémas de commande des sectionneurs.

EINE NEUE METHODE ZUR BLOCKIERUNG VON SEPARATOREN BEI FALSCHSCHALTUNGEN

ZUSAMMENFASSUNG

Zur Verhütung von Falschschaltungen bei Separatoren werden Schaltschemen die bestimmten Normen entsprechen, verwendet. In der vorliegenden Arbeit wird eine neue Methode von Separatoren-Blockierung unterbreitet, für die Fernbetätigung von Separatoren, durch Benützung von Elementen der mathematischen Logik. Die angewendete Methode ermöglicht das Ausschalten der Blockierungsschleifen aus den Steuerungsschemen der Separatoren.

FACTORUL DE SUPRATENSIUNE LA CONECTAREA NECONTROLATĂ CU DISPERSIE NULĂ A LINIILOR ELECTRICE DE ÎNALTĂ TENSIUNE

DE

M. NEMEȘ și C. STRUNGARU

1. **Introducere.** Orice activitate de optimizare reclamă prelucrarea prealabilă a unei cantități mari de informații în direcția unei stricte eficiențe. Coordonarea izolației liniilor electrice de înaltă tensiune în special, oferă un exemplu peremptoriu. Analiza supratensiunilor datorate comutației joacă un rol important în cimpul de investigație destinat reducerii nivelului de izolație. Autorii și-au propus analiza detaliată a factorului de supratensiune la conectarea cu dispersie nulă a liniilor de înaltă tensiune în gol, în ipoteza independenței de frecvență a rezistenței acestora, ipoteză ce permite reducerea masivă a timpului de lucru la calculator și realizarea unor erori sub 5 % în ceea ce privește factorul de supratensiune, în comparație cu situația considerării pierderilor dependente de frecvență.

2. **Calculul factorului de supratensiune.** Considerind o linie simetrizată prin transpunere, cu matricile impedanță și admitanță de forma

$$[Z] = [R] + p [L]; \quad [Y] = p [C], \quad (1)$$

funcția de răspuns tranzitoriu la o excitație tensiune treaptă unitate aplicată la începutul liniei, rezultă

$$f_c(x, t) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \exp \left\{ -\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} [(2n+1)l-x] \right\} 1 \{t - [(2n+1)l-x] \sqrt{LC}\}. \quad (2)$$

Funcția de răspuns dată de (2) se referă la oricare componentă $(\alpha, \beta, 0)$, parametrii R, L, C diferind pentru componentele α și β respectiv cea omopolară. Variabila x , se măsoară de la sfârșitul spre începutul liniei.

Prin aplicarea integralei Duhamel, se obțin funcțiile care reprezintă tensiunile într-un anumit punct în lungul liniei

$$[u(x, t)] = [f(x, t)] [u(l, 0)] + \int_0^t [f(x, t-\theta)] [u'(l, \theta)] d\theta. \quad (3)$$

În relația de mai sus, matricea $[f]$ este în componente de fază. Considerind valoarea maximă a tensiunii aplicate egală cu unitatea, virful maxim de supratensiune va reprezenta tocmai factorul de supratensiune (FS).

3. **Exemplu numeric.** Analiza factorului de supratensiune are ca obiect linia de 400 kV cu lungimea de 400 km. Parametrii în componente $\alpha, \beta, 0$ sînt [1];

$$R_\alpha = 0,0368 \, \Omega \, \text{km}^{-1}; \quad L_\alpha = 0,993 \, \text{mHkm}^{-1}; \quad C_\alpha = 11,8 \, \text{nFkm}^{-1}$$

$$R_0 = 0,1513 \, \Omega \, \text{km}^{-1}; \quad L_0 = 2,223 \, \text{mHkm}^{-1}; \quad C_0 = 8,1 \, \text{nFkm}^{-1}$$

Investigațiile cu ajutorul calculatorului s-au efectuat pentru fiecare variantă pe o durată de 40 ms. Momentele conectării circuitelor s-au acceptat în intervalul $\varphi = 0 \div 180^\circ$, din 10° în 10° , unghiul 0° considerindu-se la trecerea prin zero a tensiunii fazei R , de la valori negative la valori pozitive. Timpul efectiv la calculatorul *FELIX CE 256* pentru o variantă a fost de 12 minute, obținut în urma unor etape preliminare de optimizare și control al erorilor. Pentru rezolvarea integralei din relația (3) s-a adoptat metoda trapezelor cu pasul de calcul 0,05 ms. Aceasta a condus la un număr maxim de 800 intervale pentru $t = 40$ ms. Erorile la calculul integralei se situează sub 1 %.

În fig. 1 se prezintă tensiunile celor trei faze pentru sfârșitul liniei în gol ($x=0$), unghiul de conectare fiind 90° . Independența de frecvență a rezistenței este evidențiată de salturile finite ale tensiunilor pentru un număr impar de parcursuri ale liniei.

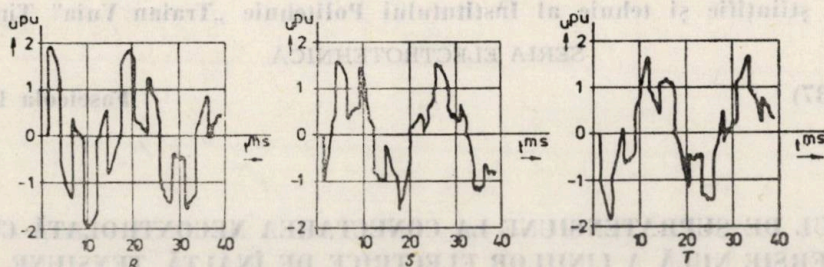


Fig. 1. Variația în timp a tensiunilor de fază la sfârșitul liniei, pentru unghiul de conectare $\varphi = 90^\circ$

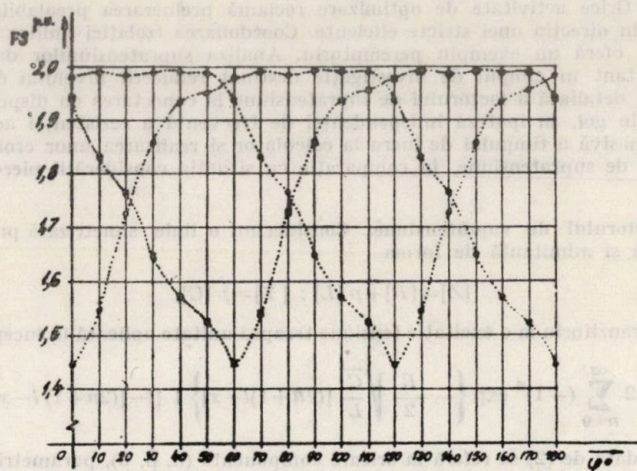


Fig. 2. Dependența FS de unghiul de conectare

—○—○— faza R; —●—●— faza S; -□-□- faza T.

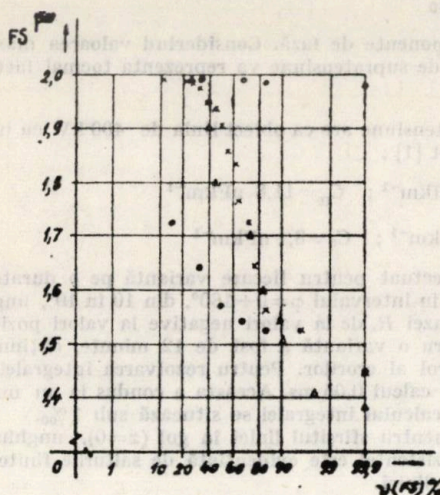


Fig. 3. Distribuția frecvenței factorului de supratensiune $\times \times \times$ valori calculate, corespunzătoare unei faze; $\Delta \Delta \Delta$ valori determinate experimental cu ATR, corespunzătoare unei faze [1]; $\bullet \bullet \bullet$ valorile minime corespunzătoare celor trei faze $\circ \circ \circ$ valorile maxime corespunzătoare celor trei faze.

Prelucrarea statistică a rezultatelor obținute este dată sintetic în fig. 2. și 3. Factorul de supra tensiune se menține peste 1,97 pentru cel puțin una din faze, indiferent de unghiul de conectare ceea ce înseamnă că nu există practic situații de risc maxim. Reprezentările în coordonate probabilistice normale (fig. 3) dezvăluie câteva aspecte esențiale care trebuie analizate mai amănunțit. Având în vedere o singură fază, oricare, în 50 % din situații, FS depășește 1,9. Pentru toate cele trei faze, valorile minime ale FS depășesc valoarea de 1,7 în 20 % din cazuri. Comparatia cu distribuția FS determinată experimental cu analizorul tranzitoriu de rețea (ATR) arată o bună concordanță fig. 3. Micile diferențe care există se datorează în special dificultăților de măsurare cu osciloscopul ATR .

În cazul conectării necontrolate, pot să apară supratensiuni caracterizate de un FS mai mare decît 2 dacă dispersia la conectare este diferită de zero. Aprecierea probabilității de conectare cu dispersie nulă reclamă cunoașterea legii de repartiție a timpilor de conectare pentru polii întrerupătoarelor de înaltă tensiune. Ținînd seama că momentul conectării unui pol al întrerupătorului este influențat de foarte mulți factori independenți, este îndreptățită ideea acceptării unei legi de repartiție normale. Fără a extinde cadrul prezentei lucrări se poate arăta că legea de repartiție normală a fost confirmată [1]. La întrerupătoarele de 220 kV tip IO, parametrii densității de repartiție determinați sint: valoarea medie a timpului de conectare — 0,105 s iar abaterea medie patritică — 0,00572 s. În aceste condiții, probabilitatea conectării cu dispersie nulă este de 9,2%.

4 Concluzii. Explorarea fenomenelor tranzitorii datorate conectării cu dispersie nulă a liniilor electrice evidențiază inexistența unui risc mărit pentru un anumit unghi. FS maxim este cuprins între 1,97 și 1,99 iar în 20 % din situații nivelul FS pentru toate fazele, depășește 1,7. Deoarece valorile maxime ale supratensiunilor apar în primele 20 ms, investigația se poate limita la acest interval, iar timpul de calcul pentru o variantă se reduce la 3,6 minute.

BIBLIOGRAFIE

1. M. N e m e ș., Analiza fenomenelor tranzitorii de comutație în rețelele electrice cu elemente terminale de tip reactor transversal și autotransformator, teză de doctorat, Institutul politehnic „Traian Vuia” Timișoara, 1974.

THE OVERVOLTAGE FACTOR FOR AN UNCONTROLLED SWITCHING WITH ZERO DISPERSION IN HIGH VOLTAGE ELECTRIC LINES

ABSTRACT

The paper presents a statistical analysis of the overvoltage factor for an uncontrolled switching with zero dispersion in simplifying hypotheses of frequency independent resistance. The quantitative and qualitative essential aspects are evidence.

COMUTATOR VIDEO COMANDAT DE LA DISTANȚĂ

DE

A. FANICIU, C. I. TOMA

1. **Introducere.** În sistemele de televiziune în circuit închis este de dorit să existe posibilitatea vizualizării imaginii de la ieșirea mai multor camere de televiziune pe un receptor video (monitor de televiziune).

În literatură sînt prezentate diverse tipuri de comutatoare video, mecanice [1] și electronice [2], [3]; ultimele realizează selectarea semnalului video complex folosind componente speciale, ca de exemplu amplificatoare integrate cu cîștig comandat [2] sau tranzistoare J-FET de comutație [3].

Comutatorul video comandat de la distanță propus în lucrare realizează printr-o schemă simplă comutarea intrării receptorului video de la ieșirea unei camere la alta, folosind numai componente indigene.

2. **Schema-bloc a comutatorului video comandat de la distanță.** Schema-bloc a comutatorului video comandat de la distanță propus (fig. 1) cuprinde două subansamble: comutatorul video propriu-zis (CV) și blocul de comandă de la distanță a comutatorului video (BCD).

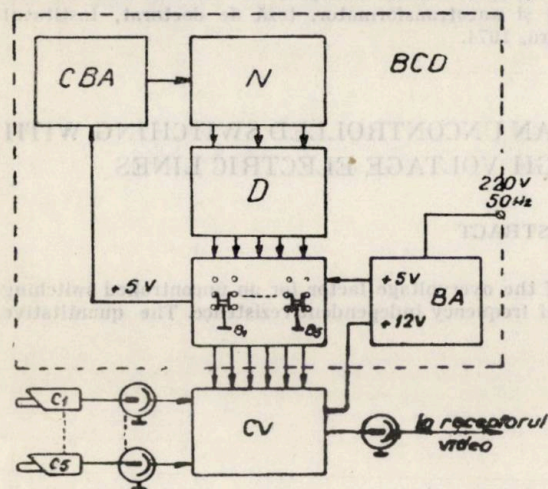


Fig. 1. Schema-bloc a comutatorului video comandat de la distanță.

Pentru a realiza aceste două regimuri de funcționare, blocul de comandă BCD conține: un circuit basculant astabil (CBA) cu perioadă reglabilă între 20÷60 sec., un numărător modulo 5 (N) și un decodificator (D) ambele realizate cu circuite integrate, o claviatură ($B_1 \dots B_5$) prevăzută cu o matrice cu diode necesară funcționării în cele două regimuri ale blocului de comandă și un bloc de alimentare (BA) care furnizează două tensiuni stabilizate (+5 V și +12 V) necesare pentru blocul de comandă și respectiv pentru comutatorul video.

3. **Schema electronică a comutatorului video.** Schema electronică a unei căi a comutatorului video CV realizat este prezentată în fig. 2. Circuitul de intrare asigură adaptarea cablului coaxial în cele două stări ale tranzistorului T_1 precum și corecția la frecvențe înalte cînd T_1 este blocat (cale deschisă). Circuitul de intrare, comutatorul și etajul separator sînt necesare pentru fiecare cale, iar amplificatorul video și etajul de ieșire sînt comune pentru toate căile; etajele identice ale celorlalte căi se conectează în punctul A. Selectarea unei căi se realizează prin scurtcircuitarea intrării etaju-

Blocul de comandă de la distanță a comutatorului video, aflat în imediata apropiere a utilizatorului, asigură semnalele de comandă pentru comutatorul video, astfel încît la ieșirea lui se selectează semnalul video complex de la una din cele 5 camere ($C_1 \dots C_5$) ale sistemului de televiziune. Acest bloc de comandă funcționează în două regimuri:

a) în regim de comandă manuală, care se realizează prin apăsarea uneia din cele 5 clape ($B_1 \dots B_5$) ale claviaturii; aceasta duce la vizualizarea pe receptorul video a semnalului video dat de camera asociată clapei apăsate;

b) în regim de comandă automată, care se realizează cînd nici una din clapele claviaturii nu este apăsată; în acest caz comutatorul video conectează succesiv ieșirea fiecărei camere la receptorul video timp de 20÷60 sec.

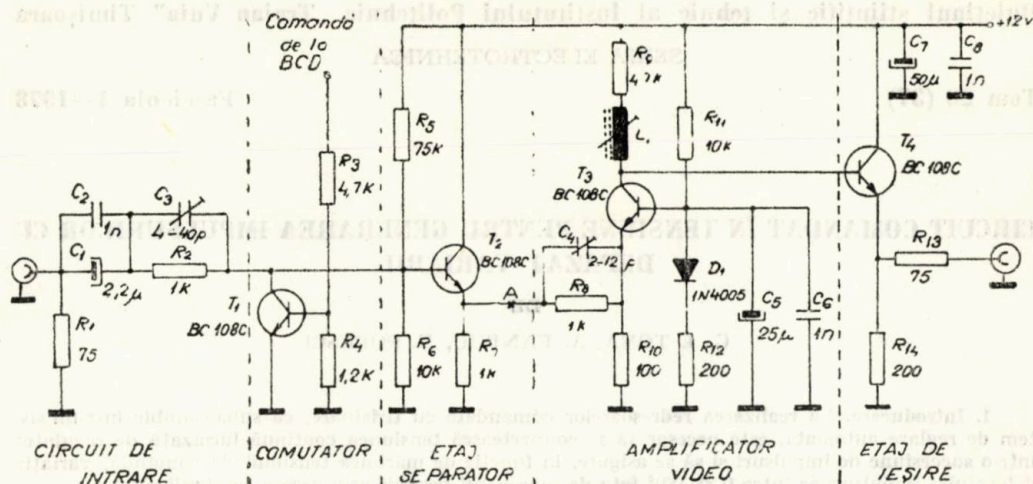


Fig. 2. Schema electronică a unei căi a comutatorului video.

lui separator din celelalte căi cu ajutorul tranzistorului T_1 , care lucrează în regim de comutație, comandat prin R_3 de la blocul de comandă BCD.

Caracteristicile tehnice ale comutatorului video pentru 5 căi de comutare, realizat cu valorile componentelor din fig. 2 [4], sînt:

- impedanța de intrare în comutator: $75 \Omega \pm 10\%$ indiferent de starea comutatorului;
- impedanța de ieșire a comutatorului: $75 \Omega \pm 10\%$;
- banda de trecere (la 3 dB): 8 MHz;
- factorul de transfer în sarcină: $1 \div 1,1$;
- variația tensiunii de alimentare admisibilă: $\pm 10\%$;
- parametrii semnalului de comandă a comutării: cale deschisă $0 \div 0,4$ V, cale închisă $3 \div 5$ V;
- domeniul de temperatură de lucru: $-5 \dots +45^\circ\text{C}$;
- numărul de fire pentru comanda la distanță a 5 căi: 8.

4. **Concluzii.** Comutatorul video comandat de la distanță propus în lucrare prezintă performanțe ce permit utilizarea sa în sistemele de televiziune în circuit închis uzuale. Față de comutatorul video automat realizat la Întreprinderea Tehnoton, după licență Siemens, prezintă avantajul simplității și al posibilității de realizare numai cu componente indigene.

Comanda de la distanță a comutatorului video permite eliminarea a patru din cele cinci cabluri coaxiale necesare pentru aducerea semnalului video de la cinci camere de televiziune la comutatorul video mecanic, care se află în imediata apropiere a receptorului video.

BIBLIOGRAFIE

1. Hansen, G. L., *Introduction to solid-state television systems*, New Jersey, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1969.
2. * * * *Documentație tehnică de produs. Comutator video automat (secvențial) 5 intrări/1 ieșire*, Întreprinderea Tehnoton, Iași, 1976.
3. * * * *Linear applications*, AN-32, National Semiconductor Inc., Vol. 1, 1973.
4. Toma, C. I., Fănicu, A., *Studiul și execuția lucrărilor de montare a unei instalații de televiziune în circuit închis*, Contract de cercetare IPT — ÎNTEPRINDEREA ELECTROTIMIȘ, 1976/1977.

REMOTELY CONTROLLED VIDEO SWITCHER

ABSTRACT

A simple remotely controlled video switcher is proposed, which allows viewing the output of several television cameras on one video television receiver.

CIRCUIT COMANDAT ÎN TENSIUNE PENTRU GENERAREA IMPULSURILOR CU DEFAZAJ VARIABIL

DE

C. I. TOMA, A. FANIGIU, V. POPESCU

1. Introducere. La realizarea redresoarelor comandate cu tiristoare, ca subsansamble într-un sistem de reglare automată, este necesar să se convertească tensiunea continuă furnizată de regulator într-o succesiune de impulsuri și să se asigure, în funcție de mărirea tensiunii de comandă, variația defazajului impulsurilor între 0 și 180° față de momentul trecerii prin zero a tensiunii rețelei.

În literatură sint prezentate diverse tipuri de circuite comandate în tensiune pentru generarea impulsurilor cu defazaj variabil [1]— [3].

Circuitul comandat în tensiune pentru generarea impulsurilor cu defazaj variabil propus în lucrare realizează variația liniară în limite largi a defazajului cu tensiuni de comandă de ordinul volților, folosind o schemă realizată în cea mai mare parte cu circuite integrate.

2. Circuitul propus. Circuitul comandat în tensiune pentru generarea impulsurilor cu defazaj variabil propus (fig. 1) funcționează pe principiul comparării unei tensiuni liniar variabile cu tensiunea continuă de comandă, fiind folosit pentru comanda redresoarelor monofazate bialternanță cu tiristoare.

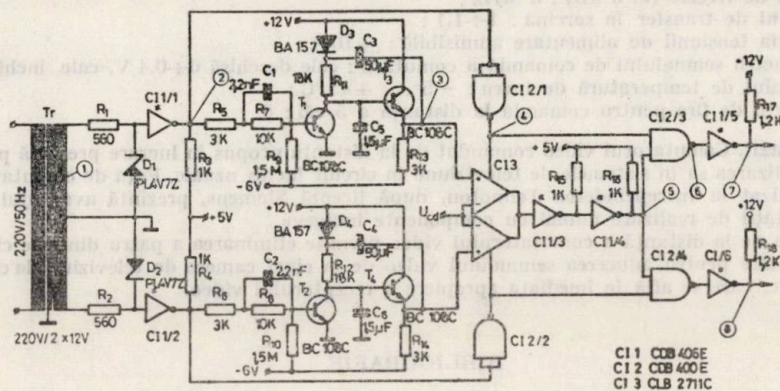


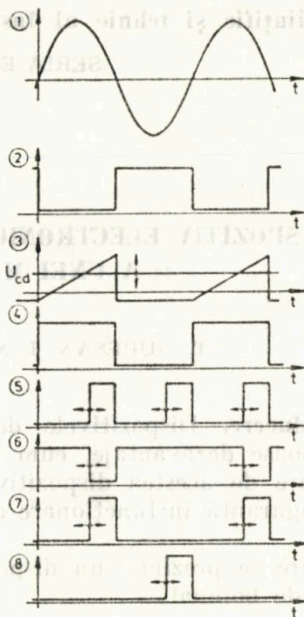
Fig. 1. Circuit comandat în tensiune pentru generarea impulsurilor cu defazaj variabil.

Generatoarele de tensiune liniar variabilă de tip bootstrap realizate cu tranzistoarele T_1 , T_3 , respectiv T_2 , T_4 asigură o liniaritate bună pentru tensiunile liniar variabile aplicate la intrările comparatorului diferențial de tensiune dublu $CI3$ și deci o dependență liniară între defazajul impulsurilor generate și tensiunea continuă de comandă. Impulsurile de declanșare a generatoarelor de tensiune liniar variabile sint sincronizate cu tensiunea rețelei prin intermediul transformatorului defazor Tr și a etajului limitator-formator realizat cu R_1 , D_1 , $CI1/1$, respectiv R_2 , D_2 , $CI1/2$.

Deoarece ieșirile celor două comparatoare sint legate împreună prin funcția logică SAU, este necesară o schemă logică pentru separarea din trenul de impulsuri obținute la ieșire, a impulsurilor corespunzătoare pentru comanda fiecărei alternanțe. Acest lucru se realizează cu porțile $CI2/1$, $CI2/3$ și respectiv $CI2/2$, $CI2/4$, care asigură în același timp comanda corespunzătoare a comparatoarelor pe intrarea de eșantionare și separarea impulsurilor pe cele două căi.

Deoarece fan-out-ul comparatorului este 1, este necesară utilizarea unui repetor pe emitor la ieșirea sa, realizat cu inverttoarele $CI1/3$, $CI1/4$ disponibile în capsula $CI1$.

Fig. 2. Forma de variație a tensiunilor în punctele caracteristice ale montajului.



Impulsurile de comandă se obțin la ieșirea invertoarelor de putere $CI 1/5$, respectiv $CI 1/6$. Funcționarea circuitului propus se poate urmări din forma de variație a tensiunilor în punctele caracteristice ale montajului prezentate în diagramele din fig. 2.

Circuitul prezentat mai sus a fost experimentat cu valorile componentelor din fig. 1. S-a obținut o variație liniară a defazajului, practic între 0° și 180° , pentru tensiuni de comandă U_{cd} , variind între limitele $-0,6$ V și $+3,8$ V [4].

3. Concluzii. Utilizarea circuitelor integrate a permis creșterea fiabilității circuitului propus în comparație cu variantele cu componente discrete funcționând pe același principiu.

Schema logică folosită a permis utilizarea eficientă a comparatorului dublu $CLB 2711$.

Circuitul propus asigură obținerea unor impulsuri de ieșire într-o gamă largă de amplitudini prin utilizarea în etajul de ieșire a unor invertore de putere cu colectorul în gol ($CDB 406$).

BIBLIOGRAFIE

1. Weinrich, G. și alții, *Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide*, vol. 1, Editura tehnică, București, 1970.
2. Clarke, J., *Time-control variable over a large range*, *Electronic Engineering*, Vol. 41, No. 493, p. 365, 1969.
3. Popescu, V., *Circuit electronic pentru comanda redresoarelor cu tiristoare*, *Buletinul științific și tehnic al Institutului politehnic „Traian Vuia” Timișoara, Seria electrotehnică*, tom 20 (34), fascicola 2, p. 175–176, 1975.
4. Toma, C. I., Fănicu, A., Popescu, V., *Cercetări teoretice și experimentale privind circuitul de modificare a defazajului impulsurilor de comandă a redresorului cu tiristoare pentru vehiculul alimentat în curent alternativ*, Contract de cercetare IPT-MICMUE, 1974.

ELECTRONIC CIRCUIT CONTROLLED BY VOLTAGE FOR TRIGGERING THYRISTOR RECTIFIERS

ABSTRACT

An electronic circuit controlled by voltage which triggers thyristors rectifier is described. The relationship between the control voltage and the conduction angle is linear.

DISPOZITIV ELECTRONIC PENTRU COMANDA AUTOMATĂ A UNEI MAȘINI DE BOBINAT

DE

T. MUREȘAN, I. NAFORNIȚĂ, GH. CIOCLODA

1. Introducere. Dispozitivele de numărare și automatizare electromecanice prezintă serioase dezavantaje, cum ar fi uzura, posibilitatea apariției erorilor etc. Spre deosebire de acestea dispozitivele de numărare și automatizare electronice prezintă o siguranță în funcționare deosebit de mare, multiple posibilități și flexibilitate.

În lucrare se prezintă un dispozitiv electronic pentru comanda automată a unei mașini de bobinat.

2. Descrierea dispozitivului electronic. Dispozitivul este destinat să automatizeze funcționarea unei mașini ce poate executa până la 5 bobine pe un cap șablon. Fiecare bobină cu un număr prestabilit de spire, maximum 999. Numărul de bobine ce urmează să se execute se stabilește cu un comutator cu 5 poziții iar numărul de spire ce se execută se stabilește pentru fiecare bobină separat cu câte 3 comutatoare cu 10 poziții.

Pentru a evita tensionarea excesivă a sîrmei de bobinaj, la trecerea de la o bobină la alta se scade turația motorului de antrenare. Astfel, cu cel mult 19 spire înainte de terminarea bobinei se trece motorul pe turație lentă. Prestabilirea numărului de spire ce se execută cu turație lentă la capătul bobinei se face cu două comutatoare, aceleași pentru toate bobinele, unul cu 2 poziții altul cu 10 poziții.

În figura 1 se prezintă schema bloc a dispozitivului electronic. Numărătorul de bobine NB și cel direct ND servesc la numărarea bobinei în curs de execuție res-

pectiv a spirelor din cadrul bobinei. Ambele au conținutul afișat de 1 respectiv 3 tuburi nixie permițînd verificarea procesului de bobinaj. Numărătorul invers NI se încarcă cu numărul de spire ce trebuie bobinat, de la șirul de 3 comutatoare indicat de conținutul numărătorului NB. Numărătorul NI este însoțit de un comparator de frînare (trecere la turația lentă a motorului de antrenare) și de terminare al bobinei. Comparatorul emite semnalul de frînare SFR ce se memorează în bistabilul BFR precum și semnalul de bobinare al ultimei spire din bobina UNU.

Numărătoarele ND și NI adună și respectiv scad impulsurile p emise de un formator prevăzut cu un sesizor

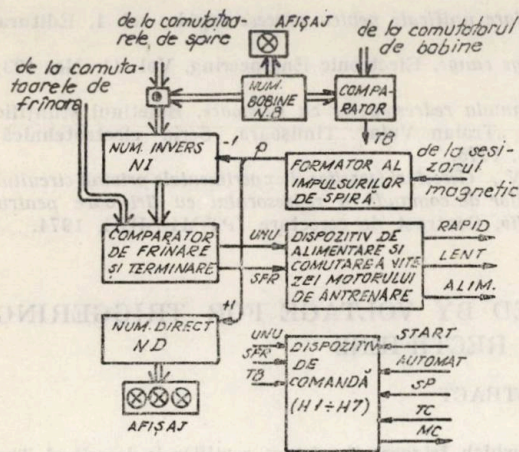


Fig. 1.

magnetic cu sondă Hall. Fiecare trecere a brațului de bobinaj prin dreptul senzorului, deci fiecare spiră bobinată, generează un impuls ce se numără.

Motorul de antrenare primește semnalele de alimentare *ALIM*, de turație redusă *LENT* și de turație rapidă, *RAPID*, de la un bloc comandat de semnalele *SFR* și *UNU* și de către dispozitivul de comandă.

Dispozitivul de comandă este conceput ca un registru de deplasare cu 7 bista-bile, avînd 7 stări (faze), notate *H1*—*H7*. Recepționează semnalele *SFR*, *UNU*, de terminare al bobinelor, *TB*, de terminare a mișcării capului șablon la trecerea de la o bobină la alta precum și comenzile *START* (bobinaj), *AUTOMAT* și *SP*. Comanda *START* livrată de un buton pe panoul de comandă determină declanșarea secvenței de bobinare, în mod automat, dacă comutatorul *AUTOMAT* este pe poziția de lucru automat sau spiră cu spiră dacă comutatorul este pe poziția de lucru manual, caz în care înfășurarea fiecărei spire are loc la apăsarea butonului de bobinare a unei spire, *SP*.

Dispozitivul de comandă emite semnale de comandă spre toate organele interne și spre dispozitivul de mișcare a capului șablon. Mișcarea acestuia, pentru trecerea de la o bobină la alta se execută la apariția semnalului *MC*, emis de dispozitivul de comandă.

Comparatorul aferent numărătorului de bobine, *NB*, sesizează terminarea numărului de bobine prescris de comutatorul de număr de bobine, emițînd semnalul *TB*.

Secvența de lucru a dispozitivului electronic se dă în ordinograma din figura 2.

3. **Încheiere.** Utilizarea unui dispozitiv de comandă electronic permite evitarea greșelilor ce survin în procesul de numărare al spirelor, accelerează mult ritmul de bobinaj permițînd în același timp folosirea de personal cu calificare mai slabă.

Uzura dispozitivului este practic inexistentă iar utilizarea circuitelor integrate (fabricate la *IPRS*) îl fac foarte sigur în funcționare.

Multiplele posibilități ce le oferă dispozitivul în privința întreruperii bobinării în orice moment al derulării sale, continuarea bobinării spiră cu spiră și revenirea la mersul automat fac deosebit de flexibilă utilizarea sa.

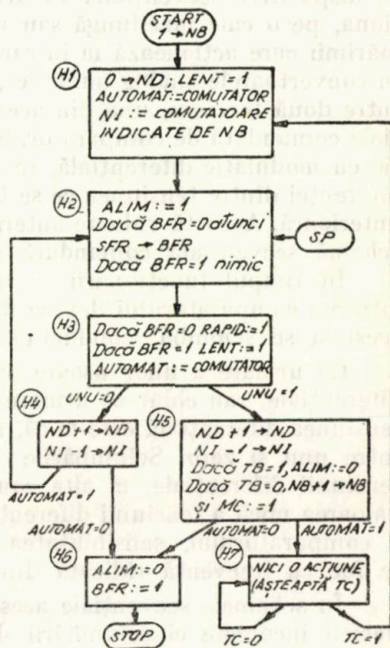


Fig. 2.

BIBLIOGRAFIE

1. Robert L. Morris, Proiectarea cu circuite integrate TTL. Editura tehnică 1974.
2. H. Herșcovici, Circuite integrate în aparatura de automatizare. Editura tehnică 1976.

ELECTRONIC CONTROLLER FOR AUTOMATIZATION OF A WINDING MACHINE

ABSTRACT

In the paper is presented an electronic controller for automatization of a winding machine. His structure, using IC-s, like his ability to be used in manual or automatic working regime, confers him large capability in applications.

ASUPRA STABILIZĂRII SCHEMELOR DE COMPARARE

DE

V. STOICA

De foarte multe ori rezoluția unui comparator este folosită pentru a lua decizii în dispozitive secvențiale. În urma luării deciziei, dispozitivele secvențiale vor acționa, pe o cale mai lungă sau mai scurtă, după un interval de timp, chiar asupra mărimii care acționează la intrarea în comparator. Situații de acest fel se întâlnesc în convertoarele analog numerice, în care comparatorul sesizează existența diferenței între două tensiuni, una din acestea fiind generată de funcționarea schemei secvențiale comandată de comparator. Situații similare se întâlnesc în sistemele de transmisie cu modulație diferențială, în care comparatorul are misiunea de a preciza semnul diferenței dintre tensiunea ce se transmite și valoarea tensiunii recepționate în etapa anterioară. Această valoare anterior recepționată se generează local la emisie printr-o schemă secvențială comandată de comparator.

În timpul funcționării, în schemele amintite, tensiunea diferențială adusă la intrarea comparatorului devine din ce în ce mai mică și la un moment dat, semnul acesteia se schimbă, conducând la schimbarea rezoluției comparatorului.

Ca urmare a unor ușoare oscilații ale tensiunii de alimentare, sau a tensiunii diferențiale, sau chiar ca urmare a comutațiilor din schema secvențială, atunci când tensiunea diferențială este mică, rezoluția comparatorului se schimbă ritmic, oscilând între unu și zero. Schimbările amintite nu au drept cauză schimbarea semnului tensiunii diferențiale, ci alte cauze diferite de aceasta, condițiile favorizante fiind valoarea mică a tensiunii diferențiale, lățimea redusă a histerezei funcției de transfer a comparatorului, sensibilitatea ridicată a acestuia. În multe cazuri schimbările se fac cu frecvență ridicată dând iluzia unor oscilații întreținute.

În schemele secvențiale aceste schimbări sînt neplăcute nu datorită luării unei decizii incorecte ci schimbării deciziei. Remarcăm aici că, atunci când tensiunea diferențială este mică și aceasta este situația când apar oscilațiile, rezoluția unu sau zero a comparatorului poate da naștere la o eroare egală cu o cuantă, deci acceptată prin principiul de funcționare al schemei. Din acest motiv nu este jenantă valoarea incorectă a rezoluției comparatorului ci prezența schimbării, care poate da naștere la comutații nedorite în schema secvențială.

Pentru a se evita urmările neplăcute ale oscilațiilor se recurge la mărirea histerezei funcției de transfer a comparatorului, prin aceasta oscilațiile dispărînd. Apare însă o diferență mare între tensiunile diferențiale care dau naștere la tranzițiile de la zero la unu respectiv de la unu la zero ale ieșirii comparatorului, ceea ce ar putea fi neplăcut, ideal fiind comparatorul la care tranzițiile spre și dinspre unu se fac la aceeași valoare a tensiunii diferențiale.

Se propune mai jos o metodă secvențială de îmbunătățire a funcționării comparatorului, prin care se realizează, nu evitarea oscilațiilor, ci a urmărilor acestora asupra schemei secvențiale conectate în aval de comparator. Metoda constă în separarea în timp a acțiunii în comparator și în schema secvențială, cu memorarea stării

comparatorului, utilizând o divizare a succesiunii secvenței de tact în două succesiuni. O primă succesiune, constă din o succesiune a tactelor impare, iar a doua din a celor pare. Succesiunea tactelor impare va acționa în schema de comparare, conducând la memorarea stării comparatorului, oricare a fost această stare, iar succesiunea tactelor pare va acționa în schema secvențială, introducând aici starea memorată a comparatorului. În figura 1 se vede schema care realizează procedeul amintit.

Succesiunea tactelor se aduce la intrarea de numărare T a unui trigger master-slave 1, precum și la intrarea a două circuite SI 2 și 3. După fiecare tact se va schimba starea triggerului 1, astfel încât ieșirea Q a acestuia are semnal după tactele pare și nu are semnal după tactele impare. În acest fel circuitul SI 2 lasă să treacă tactele impare, iar circuitul SI 3 lasă să treacă tactele pare.

Comparatorul 4 este acționat cu tensiunea diferențială U_d și emite semnalul C în funcție de semnul tensiunii U_d . Inversorul 5, realizat cu un tranzistor npn, are rolul de a reduce zona de indecizie a comparatorului [1] și de a adapta comparatorul la circuitele integrate TTL. Ieșirea inversorului 5 acționează direct și prin inversorul 6, împreună cu succesiunea tactelor impare, două circuite SI—NU 7 și 8. În intervalul de timp în care există tactul impar, semnalul C se transmite prin 5 și 6 pînă la intrarea circuitelor 7 și 8, astfel încît intrările $\bar{R}$ și $\bar{S}$ ale triggerului 9 vor fi comandate de comparatorul 4. În intervalul de timp în care nu există tactul impar, circuitele 7 și 8 vor oferi semnal unu care nu are efect asupra triggerului 9. Starea acestuia, concretizată prin semnalul C_m , este menținută neschimbată pe tot intervalul de timp începînd de la încetarea tactului impar, pînă la apariția următorului tact impar, adică de-a lungul intervalului în care va acționa tactul par. Semnalul C_m are valoarea semnalului C din comparatorul 4 existentă la sfîrșitul tactului impar, triggerul 9 avînd doar rolul de a memora această stare și de a o oferi schemei secvențiale, conectate în continuare, în intervalul de timp în care acționează tactul par.

În acest mod, fără a reduce sensibilitatea și histereza funcției de transfer a comparatorului, separînd doar timpii de acționare în schema de comparare și în schema secvențială comandată de comparator, se evită urmările neplăcute ale oscilației comparatorului.

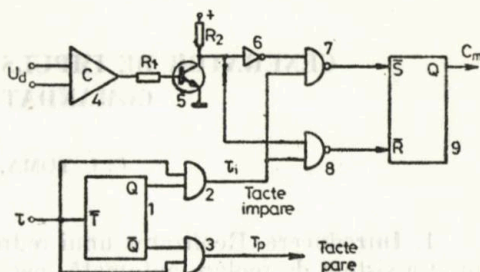


Fig. 1.

BIBLIOGRAFIE

1. Tîp o n u ț, V. Cu privire la micșorarea zonei de indecizie a unui comparator integrat, Buletinul științific și tehnic al Institutului politehnic „Traian Vuia” Timișoara Tomul 21/35/ Fascicola 1/1976.

OTNOSITELNO SRAVNIVAIUSCIIH BINARNIHX SHEM

REZUMAT

S țeliu ulucișenia stabilnosti sravnivaiușcih binarnih shem, v rabote daetsea shemu pri pomoșci kotoroi deistvie razdeleatsea vo vremeni vo dvuh ciastei: v naciiale sravnenie i napominanie, a potom deistvie v dalneișuiu shemu so stabilnîm signalom.

GENERATOR DE IMPULSURI CU DEFAZAJ VARIABIL COMANDAT ÎN TENSIUNE

DE

C. I. TOMA, A. FANICIU

1. Introducere. Realizarea unui redresor comandat cu tiristoare, ca subansamblu într-un sistem de reglare automată, necesită convertirea tensiunii continue furnizată de blocul regulator într-o succesiune de impulsuri și variația defazajului impulsurilor între 0 și 180°, față de momentul trecerii prin zero a tensiunii rețelei, în funcție de mărimea tensiunii continue de comandă.

Circuitul comandat în tensiune pentru generarea impulsurilor cu defazaj variabil, care face obiectul prezentului articol, a fost proiectat și realizat în cadrul contractului de cercetare științifică susținut de MICMUE [1]. Circuitul propus constituie o aplicație a brevetului de invenție [2].

Schema electronică propusă este prevăzută și cu un circuit de protecție la supra-curent, care blochează formarea impulsurilor de comandă a tiristoarelor în momentul în care curentul prin circuitul principal al motorului depășește o valoare limită prescrisă.

2. Circuitul propus. Schema electronică a circuitului comandat în tensiune pentru generarea impulsurilor cu defazaj variabil prezentată în fig. 1, este folosită

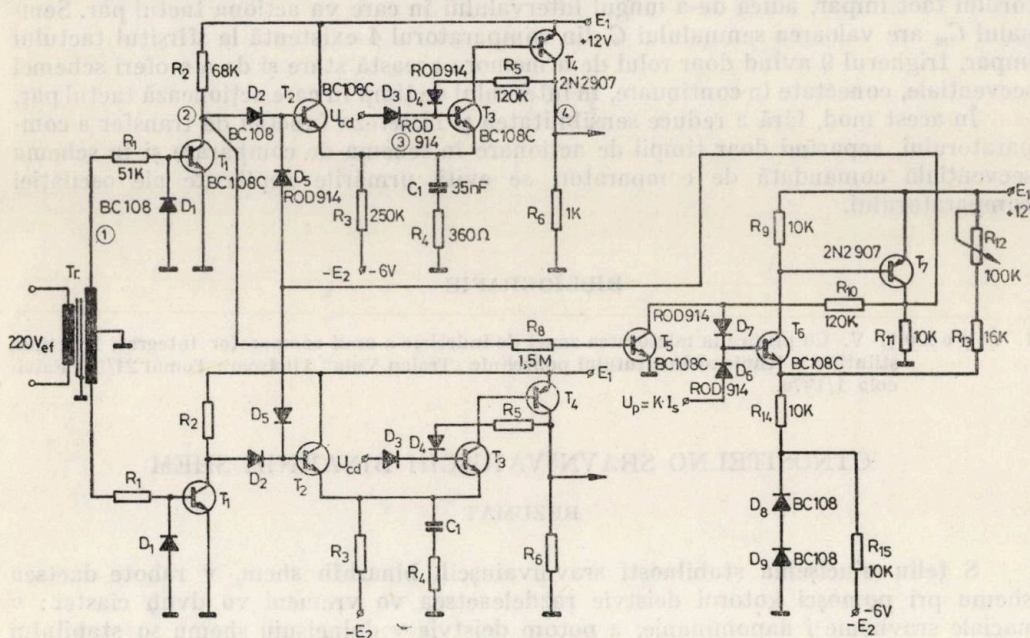


Fig. 1. Circuit comandat în tensiune pentru generarea impulsurilor cu defazaj variabil.

pentru comanda redresoarelor monofazate bialternanță cu tiristoare și pentru comanda curentului alternativ monofazat folosind tiristoare. Ea se compune din transformatorul coboritor de tensiune cu priză mediană Tr , amplificatorul limitator realizat cu tranzistorul T_1 , repetorul pe emitor realizat cu tranzistorul T_2 , generatorul auto-blocat capacitiv în regim de comparator realizat cu tranzistoarele T_3 , T_4 și circuitul de protecție la supracurent realizat cu tranzistoarele T_5 , T_6 , T_7 .

Funcționarea circuitului propus se poate urmări din forma de variație a tensiunilor în punctele caracteristice ale montajului, prezentate în diagramele din fig. 2. Impulsul u_2 care ia naștere la ieșirea lui T_1 în timpul alternanței negative a tensiunii u_1 din secundarul transformatorului Tr asigură conducția tranzistorului T_2 și deci încărcarea rapidă a lui C_1 la o valoare apropiată de valoarea tensiunii de alimentare E_1 . Cît timp T_2 este comandat în bază, fie prin dioda D_2 pe timpul alternanței negative a tensiunii rețelei, fie prin dioda D_5 de la circuitul de protecție la supracurent, tensiunea pe condensatorul C_1 se menține constantă și ca urmare nu se generează impulsuri de comandă la ieșire. Pe timpul alternanței pozitive a tensiunii rețelei are loc blocarea tranzistorului T_2 și deci descărcarea lui C_1 prin R_3 , R_4 conform curbei exponențiale din diagrama ③, pînă cînd tensiunea pe C_1 devine comparabilă cu tensiunea continuă de comandă U_{cd} . În acest moment are loc aducerea în stare de conducție la saturație a tranzistoarelor T_3 , T_4 , reîncărcarea lui C_1 prin aceste tranzistoare și în final blocarea lor. Ca urmare în colectorul lui T_4 ia naștere un tren de impulsuri care se repetă cu frecvența rețelei. Prin modificarea valorii tensiunii continue de comandă se reglează momentul apariției primului impuls adică timpul de întârziere t_i a primului impuls față de momentul apariției alternanței pozitive.

Circuitul de protecție la supracurent se compune, în principal, din tranzistoarele T_6 , T_7 , care sînt blocate atîta timp cît curentul de sarcină I_s este sub valoarea limită. Cînd curentul de sarcină depășește valoarea limită prescrisă, tensiunea U_p aplicată prin dioda D_6 în baza lui T_6 aduce în stare de conducție la saturație tranzistoarele T_6 , T_7 , iar tensiunea de pe rezistența R_{11} aduce tranzistorul T_2 în stare de conducție blocînd formarea impulsurilor de comandă. Pragul tensiunii U_p la care acționează circuitul de protecție se stabilește cu rezistența reglabilă R_{12} . După ce s-a înlăturat cauza care a generat creșterea curentului de sarcină peste valoarea limită circuitul de protecție se readuce în starea inițială automat prin intermediul tranzistorului T_5 .

Circuitul a fost realizat cu valorile din figură obținîndu-se pentru tensiuni de comandă U_{cd} între 0 V și +11,25 V o variație a timpului de întârziere t_i între 10 ms și 0,19 ms, asigurîndu-se o durată minimă a impulsului de comandă T_i de 34 μs suficientă pentru comanda amorsării unui tiristor. Tensiunea de prag U_p la care acționează circuitul de protecție poate fi reglată între 1 V și 5 V.

3. Concluzii. Realizarea circuitului comandat în tensiune pentru generarea impulsurilor cu defazaj variabil în concepția prezentată constituie o soluție simplă, fiabilă cu performanțe similare cu a altor circuite de acest gen publicate în literatură [3]–[5].

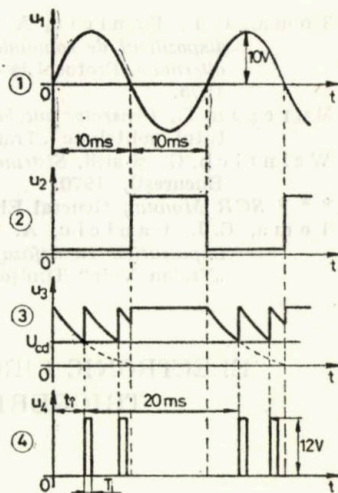


Fig. 2. Forma de variație a tensiunilor în punctele caracteristice ale montajului.

Circuitul asigură blocarea formării impulsurilor de comandă a tiristoarelor în cazul depășirii valorii maxime prescrise pentru curentul din circuitul de sarcină.

BIBLIOGRAFIE

1. Toma, C. I., Faniciu, A. și stud. Soroceanu, C., *Cercetări teoretice și experimentale privind dispozitivul de comandă al redresorului cu tiristoare pentru vehiculul alimentat în curent alternativ*, Protocol la contractul de cercetare științifică nr. 2/1954/1972 IPT-MICMUE, 1975.
2. Mureșan, T., *Generator autoblocat capacitiv*, Brevet de invenție, R.S.R., nr. 55009, titular Institutul politehnic „Traian Vuia” Timișoara, 1972.
3. Weinrich, G. și alții, *Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide*, vol. 1, Editura tehnică, București, 1970.
4. * * * *SCR Manual*, General Electric Semiconductor Products Department, Fifth Edition, 1972.
5. Toma, C. I., Faniciu, A. și Popescu, V., *Circuit comandat în tensiune pentru generarea impulsurilor cu defazaj variabil*, Buletinul științific și tehnic al Institutului politehnic „Traian Vuia” Timișoara, Seria electrotehnică, tom. 23(37), fascicola 1, 1978.

ELECTRONIC CIRCUIT CONTROLLED BY VOLTAGE FOR TRIGGERING THYRISTOR RECTIFIERS

ABSTRACT

An electronic circuit controlled by voltage which triggers thyristor rectifiers is described.

The electronic circuit is designed, as soon as an excessive load current is detected, to block the gate triggering signal of the thyristor.

FILTRU NELINIAR APLICAT LA COMANDA FRECVENȚEI ȘI PUTERII DE SCHIMB

DE

I. HOFFMAN

1. **Introducere.** Discuțiile „practicienilor” la lucrările [1], [2], [3], [4] în care se încearcă folosirea unor comenzi optimale și suboptimale bazate pe modele de stare, scot în evidență dificultățile unor astfel de soluții.

Soluția din [5], [6], bazată pe principiul comenzii ierarhice descris în [7], folosește un „calculator de comandă adaptiv la eroare”, (CCAE) și reprezintă una din cele mai bune soluții practice în problema comenzii frecvenței și puterii de schimb.

În lucrarea de față se prezintă un filtru neliniar pentru detectarea unor situații de comandă, care se poate atașa direct soluției cu CCAE, îmbunătățind mult posibilitățile de adaptare ale acestuia.

2. **Descrierea sistemului de comandă.** Înainte de descrierea filtrului se impun câteva precizări cu privire la ideea care stă la baza soluției cu CCAE și locul pe care-l ocupă filtrul în cadrul acestui sistem. În fig. 1 se arată conectarea calculatorului în sistemul de comandă. Se observă faptul că el nu este conectat direct în bucla de reglare, constituind după structura ierarhică din [7] un nivel adaptiv de optimizare a nivelului primar de reglare. În esență acest nivel urmărește semnalul de eroare al sistemului, y , (binomul de reglare format din abaterea frecvenței și puterii de schimb) și determină probabilitatea ca o acțiune de comandă să fie necesară.

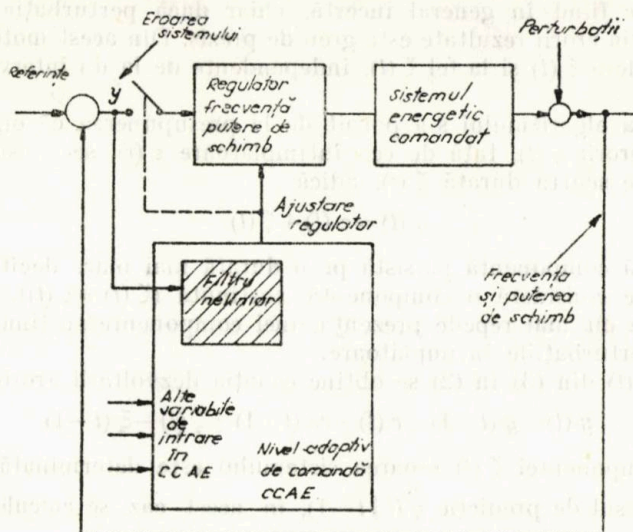


Fig. 1.

Se ajustează apoi regulatorul pentru reglajul frecvență putere de schimb în așa fel încât să rezulte o creștere a acțiunii regulatorului cu creșterea probabilității ca o acțiune de comandă să fie necesară.

Eroarea sistemului y constă din componente relativ complexe care se pot grupa în forma

$$y(t) = \varepsilon(t) + \xi(t) + \zeta(t) \quad (1)$$

$\varepsilon(t)$ este componenta întâmplătoare datorită fluctuațiilor întâmplătoare ale sarcinii și se poate echivala cu variația ce se obține prin trecerea unui zgomot alb printr-un filtru liniar trece jos de ordinul întâi. În forma discretă această componentă este definită prin ecuația.

$$\varepsilon(t) = \varepsilon(t-1) + e(t) - c \cdot e(t-1) \quad (2)$$

unde $e(t)$ este o secvență gaussiană independentă cu media nulă și varianța λ^2 .

Componenta $\zeta(t)$ este componenta deterministă, de scurtă durată, care se aproximează prin impulsuri. În această categorie intră, de exemplu, erorile datorită încărcărilor prin cuptoare electrice.

Aceste două componente au variații relativ rapide și nu există posibilitatea de a le urmări. Orice acțiune de comandă este inutilă și duce la „obosirea” central-elor reglante.

Componenta susținută $\xi(t)$, mascată de celelalte, trebuie detectată și preluată prin acțiuni de comandă sporite. Filtrul neliniar trebuie deci să separe din componentele întâmplătoare și cele sub formă de impulsuri, componentele susținute sub formă de „trepte”.

Filtrul neliniar care face obiectul lucrării de față completează structura inițială a CCAE după [5], cu o tehnică adaptivă pentru detectarea perturbațiilor susținute. El se bazează pe filtrul descris în [8], adaptat aplicației de față.

3. Descrierea algoritmului filtrului. Ținând cont că regulatorul și sistemul energetic nu pot răspunde la variații rapide, rezultă că componentele întâmplătoare ale erorii și cele sub formă de impulsuri sînt determinate de perturbațiile întâmplătoare și perturbațiile sub formă de impulsuri (fig. 1). Componenta susținută a erorii, sub acest aspect, este rezultatul diferenței dintre perturbația susținută ce acționează asupra sistemului și răspunsul sistemului comandat prin regulator. Dinamica sistemului energetic fiind în general incertă, chiar dacă perturbația susținută este cunoscută, variația erorii rezultate este greu de prezis. Din acest motiv în algoritmul filtrului se consideră $\xi(t)$ și la fel $\zeta(t)$, independente de la un interval de eșantionare la altul.

La realizarea algoritmului s-a pornit de la presupunerea că orice componentă suplimentară a erorii $y(t)$, față de cea întâmplătoare $\varepsilon(t)$, se consideră la început o componentă de scurtă durată $\zeta(t)$, adică

$$y(t) = \varepsilon(t) + \zeta(t) \quad (3)$$

Dacă această componentă persistă pe o durată mai mare decît un interval de decizie Ld , ea se consideră o componentă susținută ($\zeta(t) = \xi(t)$). Scopul filtrului este să detecteze cît mai repede prezența unei componente susținute și să elimine impulsurile și perturbațiile întâmplătoare.

Înlocuind $\varepsilon(t)$ din (3) în (2) se obține ecuația dezvoltării erorii sistemului

$$y(t) = y(t-1) + e(t) - ce(t-1) + \zeta(t) - \xi(t-1) \quad (4)$$

În lipsa componentei $\zeta(t)$ eroarea sistemului este determinată numai de secvența $e(t)$. Procesul de predicție $\hat{y}(t|t-1)$, în acest caz, se calculează prin relația

$$\hat{y}(t|t-1) = Y(t-1) - c \cdot e(t-1) \quad (5)$$

rezultând o eroare de predicție $\hat{y}(t) - y(t|t-1) = e(t)$. Recursiv acest proces se poate exprima în forma

$$\hat{y}(t|t-1) = c \hat{y}(t-1|t-2) + (1-c) \cdot Y(t-1). \quad (6)$$

Eroarea de prezicere $e(t)$, poate fi folosită într-un test de ipoteze pentru detectarea momentului apariției componentei $\zeta(t)$. Ca regiune critică a testului se alege domeniul $e^2(t) > 9\lambda^2$, care dă un nivel de semnificație de $\sim 0,25\%$.

La fiecare eșantionare se calculează diferența $y(t) - \hat{y}(t|t-1) = \hat{e}(t)$ și se verifică dacă diferența aceasta la pătrat depășește limita $9\lambda^2$.

Dacă limita este depășită de exemplu la momentul k , atunci datorită faptului că în calculul lui $\hat{y}(k|k-1)$ s-a presupus că $\zeta(k)$ lipsește iar $y(k)$ măsurat conține influența sa, o estimare $\hat{\zeta}(k)$ se obține prin diferența $Y(k) - Y(k|k-1)$ (fig. 2).

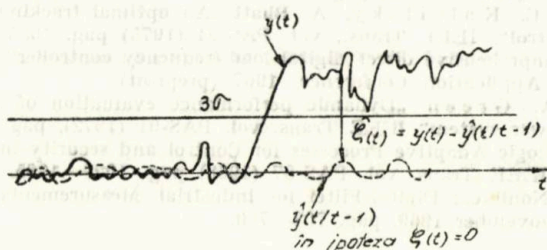


Fig. 2.

Pe baza ec. (4) și (5) rezultă

$$\hat{\zeta}(k) = y(k) - \hat{y}(k|k-1) = e(t) + \zeta(k) \quad (7)$$

și deci eroarea de estimare $\hat{\zeta}(k) - \zeta(k)$ este de mărimea $-e(t)$. În lipsa componentei, eroarea aceasta se dezvoltă conform ecuației

$$\zeta(j+k) - \hat{\zeta}(j+k) = \zeta(j+k-1) - \hat{\zeta}(j+k-1) - e(j+k) + ce(j+k-1); \quad j \geq 0 \quad (8)$$

cu

$$\zeta(k) - \hat{\zeta}(k) = -e(k) \quad (9)$$

Pentru a folosi aceeași relație recursivă la calculul lui $\hat{Y}(t|t-1)$ în cadrul ambelor ipoteze, ec. (6) se aduce la forma

$$\hat{y}(t|t-1) = c \hat{y}(t-1|t-2) + (1-c) [y(t-1) - \hat{\zeta}(t-1)]. \quad (10)$$

În perioadele în care nu se depășește regiunea critică se decide $\hat{\zeta}(t) = 0$ și (10) se reduce la (6). În perioadele în care se depășește regiunea critică prin înlocuirea lui $\hat{\zeta}(t-1)$ cu $y(t-1) - \hat{y}(t-1|t-2)$ ecuația (10) se reduce la forma

$$\hat{y}(j+k|j+k-1) = y(j+k-1) - \hat{\zeta}(j+k-1) \quad (11)$$

Alegerea intervalului de decizie pentru detectarea componentelor, precum și adoptarea on-line a parametrilor algoritmului de mai sus se poate realiza într-un mod asemănător cu cel prezentat în [8].

4. **Încheiere.** Principalele avantaje ale filtrului descris constau în folosirea unor tehnici simple ușor de transpus pe calculator pentru comanda on-line și proprietățile de adaptare prin estimarea continuă a parametrilor săi.

De observat că dacă testul propus se aplică secvențial, el este corect în cazul limită cind probabilitatea impulsurilor sau perturbațiilor susținute tinde spre zero. Numai atunci variabila de test are o distribuție normală.

BIBLIOGRAFIE

1. O. I. Elgerd, C. E. Fosha „Optimum Megawatt-Frequency Control, of Multiarea Electric Energy Systems“ IEEE Trans., vol. PAS-89 (1970) pag. 556—563.
2. R. K. Cavin, M. C. Budge, P. Rasmussen „An Optimal Linear Systems Approach to Load-Frequency Control“ IEEE Trans. vol. PAS-90 (1971) pag. 2472—2482.
3. T. E. Bechert, H. G. Kwatny: „On the optimal dynamic dispatch of real power“ IEEE Trans., vol. PAS-91 (1972) pag. 889—898.
4. H. G. Kwatny, K. C. Kalnitsky, A. Bhatt „An optimal tracking approach to load-frequency control“, IEEE Trans., vol. PAS-94 (1975) pag. 1635—1642.
5. C. W. Ross „A Comprehensive direct digital load-frequency controller“ IEEE Power Industry Computer Application Conference, 1967 (preprint)
6. C. W. Ross, Th. A. Green „Dynamic performance evaluation of a computer controlled electric power system“ IEEE Trans. vol. PAS-91 (1972), pag. 1159—1165.
7. M. Couvreur „Logic Adaptive Processes for Control and security in Interconnected Power Systems“ IEEE Trans. vol. PAS-87 (1968) pag. 1979—1985.
8. B. Pehrson „A Nonlinear Digital Filter for Industrial Measurements“ IBM Journal of Res. Develop, november 1969, pag. 703—710.

NONLINEAR FILTER APPLIED TO THE CONTROL OF FREQUENCY AND INTERCHANGE POWER

SUMMARY

The presented digital filter can be added to a structure with error adaptive control and can be used to detect sustained perturbations which need more control actions.

The nonlinearities that will be dealt with are large changes in the error signal level during a time interval that is short compared to the time constant of the process. The filter algorithm is designed heuristically and uses a combination of simple statistical techniques. As a test variable the one step ahead prediction error of the error signal was chosen. Since it is approximately normally distributed with zero mean the critical region was taken above three times of the standard deviation to give a level of significance about 0,25 percent.

ASUPRA ALEGERII INTERVALULUI DE DECIZIE ÎN DETECȚIA EMISIEI ACUSTICE

DE

I. HOFFMAN, A. CÂMPEANU

1. Introducere. De la utilizarea inițială în minerit [1], [2] metoda de testare nedestructivă bazată pe înregistrarea și evaluarea emisiei acustice ce se produce în materiale și structuri solicitate, s-a extins în multe alte domenii ale tehnicii [3], [4], [5], [6].

Vibrația caracteristică emisiei acustice are un caracter discret, aparînd sub forma unei oscilații neliniară de scurtă durată. Înfășurătoarea acestei oscilații se poate considera un impuls a cărei detecție interesează în mai toate metodele de evaluare ale emisiei acustice. La captarea emisiei acustice peste aceasta se suprapun zgomote perturbatoare determinate de condițiile în care se face captarea. În cadrul detecției emisiei utile se folosește, în unele cazuri, o discriminare în durată a impulsurilor înregistrate, [7].

În lucrarea de față se prezintă o metodă de stabilire a duratei optime de discriminare a impulsurilor utile față de cele perturbatoare, bazată pe teoria deciziei, aplicată în recunoașterea imaginilor [8].

2. Durata optimă de discriminare. În fig. 1, se prezintă funcția densității de probabilitate pentru durata impulsurilor celor două clase ce interesează: impulsuri

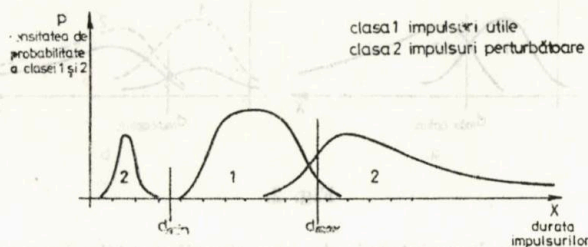


Fig. 1.

utile, (clasa 1) și impulsuri perturbatoare, (clasa 2). Impulsurile perturbatoare foarte scurte de la început, apar datorită zgomotului de fond cu un spectru relativ larg și o distribuție gaussiană. Ținînd cont că semnalul înregistrat este întîi discriminat în amplitudine cu un nivel care este mult peste zgomotul de fond, probabilitatea acestor impulsuri perturbatoare este relativ mică și sînt ușor de discriminat în durată.

Durata d_{min} a impulsurilor utile se stabilește deci relativ ușor (fig. 1). Durata maximă d_{max} , optimă, se determină pornind de la pierdere medie condiționată $l_x(i)$ a deciziei „impulsul de durată X aparține clasei i ” definită prin

$$l_x(i) \triangleq \sum_{j=1}^2 \lambda(i|j) p(X|j) \cdot p(j) \quad (1)$$

$$i=1,2$$

Cu $\lambda(i, j)$ s-a notat funcția de pierdere ($i=1,2; j=1,2$) care reprezintă pierderea ce se produce dacă impulsul X aparținând clasei j este considerat în clasa i . $p(X|j)$ reprezintă densitatea de probabilitate a apariției unui impuls de durată X , fiind dat că el aparține clasei j iar $p(j)$ este probabilitatea apriori de apariție a clasei j .

Un impuls de durată X este atribuit clasei $i; i=1,2$ care determină o medie condiționată (1) minimă.

Dacă se ia o funcție de pierderi $\lambda(i|j)$ de forma

$$\lambda(i|j) = 1 - \delta_{ij} \quad (2)$$

cu δ_{ij} funcția Kronecker, adică se consideră o pierdere de o unitate când clasificarea este greșită și nici o pierdere la clasificare corectă, pierderea medie condiționată (1) devine

$$l_x(i) = p(X) - p(X|i) p(i) \quad (3)$$

Minimizarea acestei expresii relativ la clasa i se realizează prin maximizarea produsului $p(X|i) p(i)$. Dacă ambele clase sînt la fel de probabile adică $p(i) = \frac{1}{2}$ atunci o clasificare optimă se obține funcție de $p(X|i)$ maxim. În aceste ipoteze d_{max} optim se obține la intersecția densității de probabilitate ale clasei 1 și 2 din fig. 2 a.

Dacă clasele nu sînt la fel de probabile (apriori) atunci se ponderează densitățile de probabilitate ale claselor cu probabilitățile apriori și d_{max} optim este din nou la intersecția curbelor astfel obținute (fig. 2 b).

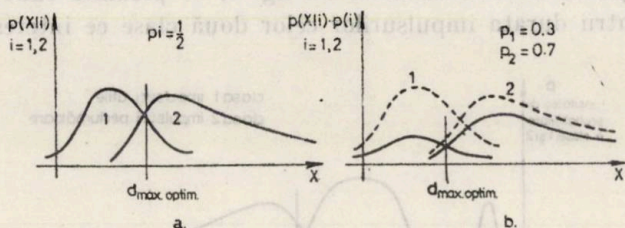


Fig. 2.

Practic pe baza unor înregistrări ale impulsurilor utile în condiții excepționale (de liniște, în laborator) se determină histograma duratei impulsurilor utile. Se înregistrează apoi impulsurile perturbatoare și se suprapun cele două histograme. În cazul unor probabilități apriori diferite se ponderează aceste histograme cu valorile probabilităților apriori și durata maximă a impulsurilor utile se obține la intersecția acestor curbe.

3. **Încheiere.** Autorii au folosit această metodă în cadrul unei instalații cu zece canale de captare a emisiei acustice din roci solicitate. Caracteristicile impulsurilor utile au fost înregistrate în condiții de laborator, pe probe de rocă, solicitate la com-

presiune. Independent au fost apoi înregistrate perturbațiile în condițiile în care urmează să lucreze instalația. În acest fel un parametru important al instalației realizate se poate fixa pe baza unor experiențe care preced utilizarea pe teren.

Schema electronică a celor zece canale ale instalației realizate, prevede după amplificarea semnalului, mai întâi, o discriminare în amplitudine. Se folosește un prag de discriminare ce se poate fixa într-un anumit raport față de valoarea efectivă a zgomotului.

Acest raport se menține automat la aceeași valoare indiferent de valoarea efectivă a zgomotului. Se evită astfel înecarea în zgomot a discriminatorului în amplitudine.

Discriminarea în durată a impulsului, ce depășește pragul discriminatorului în amplitudine, se realizează prin compararea duratei acestuia cu duratele d_{min} și d_{max} furnizate de două circuite monostabile, care se ajustează independent. Este considerat impuls util impulsul de durată cuprinsă între d_{min} și d_{max} .

BIBLIOGRAFIE

1. O bert, L. „Use of subaudible Noises for Prediction of Rockbursts.“ U. S. Bureau of Mines, Report Investigation 3555, 1941.
2. Knill, J.L. „A Study of Acoustic Emissions from Stressed Rock“ International Journal of Rock Mechanics and Mining Sciences V. 5, No. 87, 1968.
3. Green, A. T. „Detection of Incipient Failures in Pressure Vessels by Stress-Wave Emissions“. Nuclear Safety. V. 10. No. 4, 1969.
4. Dunegan, H., Harris, D. O. „Acoustic Emission — A New Nondestructive Testing Tool“. Ultrasonics, V. 7 Nr. 3, 160, 1969.
5. Dunegan, H., Tatro, C. A. „Acoustic Emission Effects During Mechanical Deformation“ In Techniques of Metal's Research (R. F. Bunshah, Ed). V. 5, Part 2, pp. 273—312, Interscience, N.Y.
6. Drouillard, T. F., „Acoustic Emission: A Bibliography of 1970—1972. Special Technical Publication American Society for Testing and Materials, 1974.
7. Rotter, D. „Ein Beitrag zur Untersuchung des Bruchverhaltens von Gestein in Situ Neue Berghautechnik 3, Jg. Heft 1. Januar 1973. p. 2—7.
8. Learning Machines, Nils. J. Nilsson Mc. Graw Hill Book Company, 1965.

ABOUT THE CHOICE OF THE DECISION INTERVAL IN THE DETECTION OF THE ACOUSTIC EMISSION

SUMMARY

A method is presented which is based on the decision theory applied in pattern recognition. Used is an estimation of the useful and perturbing pulse duration density function and the apriori probabilities of this pulses.

GENERATOR ANALOGIC DE ZGOMOT UNIFORM DISTRIBUIT

DE

I. NAFORNIȚĂ, E. PETRIU, E. GNANDT

Introducere. În construcția convertoarelor analog — probabilistice [1] este necesar un generator de zgomot aleator uniform distribuit.

În mod curent se realizează generatoare analogice de zgomote aleatoare doar cu distribuție normală. Generarea zgomotelor uniforme este dificil de realizat prin metode analogice preferându-se pentru aceasta metodele numerice [2] deși aceasta necesită utilizarea suplimentară a unor convertoare numeric analogice.

Lucrarea prezintă un generator analogic de zgomot uniform distribuit realizat de autori. Generatorul descris este de tipul cu variație continuă și de perioadă aleatoare.

Descrierea generatorului. Schema generatorului se prezintă în figura 1. Pentru a obține tensiunea linear variabilă U_e se încarcă, alternativ, condensatorul C de la sursele de curent constant echipate cu $A1$, $T1$ respectiv $A2$, $T3$. Calibrarea curentului acestor generatoare se face prin căderea de tensiune pe rezistențele R_p . Astfel

$$I_1 = \frac{U_1}{R_p} = \frac{2 - U'_1}{R_p} \quad I_2 = \frac{U_2}{R_p} = \frac{2 - U'_2}{R_p} \quad (1)$$

Tensiunile U'_1 și U'_2 sînt tensiunile memorate pe $CM1$ respectiv $CM2$, eșantioane prelevate de la o sursă de zgomot cu distribuție normală.

Cînd generatorul $A1$, $T1$ încarcă C , $T7$ este blocat, U'_1 este constantă, deci I_1 este conform relațiilor (1) constant. În același timp curentul generatorului $A2$, $T3$ este deviat prin $D4$ și $T4$ care conduce, potențialul punctului A fiind scăzut (vezi figura 2). $T10$ conduce, căci potențialul în B este ridicat, $CM2$ se încarcă de la sursa de zgomot normal S . Cînd U_e atinge pragul de tensiune superior al circuitului com-

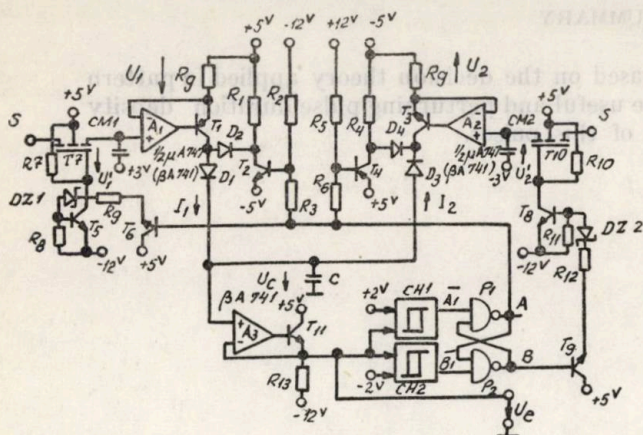


Fig. 1.

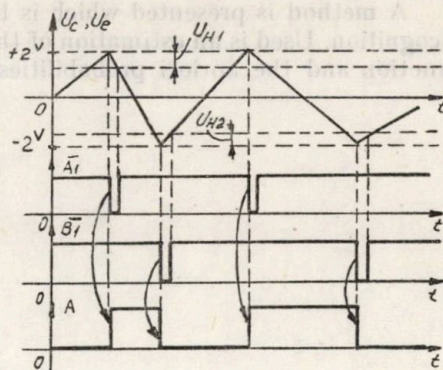


Fig. 2.

parator cu histereză $CH1$, prin $A1$ se comută bistabilul format din porțile $P1$ și $P2$. Potențialul ridicat din A determină intrarea în conducție a lui $T2$ și în consecință curentul generatorului $A1$, $T1$ este deviat prin $D2$, $T2$. Cum $T4$ se blochează curentul generatorului $A2$, $T3$ determină scăderea tensiunii U_e . În acest răstimp $T10$ este blocat deci $U'_2 = \text{cst}$ și conform relațiilor (1) $T_2 = \text{cst}$. În schimb $T7$ este în conducție și $CM1$ se încarcă de la sursa de zgomot normal S . La atingerea pragului de tensiune inferior al circuitului comparator cu histereză $CH2$, prin $B1$ se comută bistabilul $P1-P2$ deci A cade la nivel inferior iar B se ridică la nivel superior. Ciclul se reia, dar generatoarele livrează succesiv curenți cu distribuție normală, lucru ce va determina apariția la ieșirea generatorului a unei tensiuni U_e cu distribuție uniformă dar cu o frecvență aleatoare.

Încheiere. Caracterul aleator al pantelor de variație a tensiunii U_e și deci a frecvenței de repetiție, obținut prin utilizarea unei surse de zgomot normal (ușor de realizat) conferă generatorului posibilitatea de a fi utilizat la convertirea probabilistică a unor semnale de orice frecvență fără a apărea riscul corelării.

BIBLIOGRAFIE

1. E. Pop, E. Petriu — „Asupra reprezentării probabilistice a mărimilor în aparatura de măsurat“ **METROLOGIA APLICATĂ** 4/1977, p. 158—164.
2. Ionescu G., Terțișco M., „Generatoare de semnale aleatoare și pseudoaleatoare“, **AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA** 5/1968, p. 205—209.

ANALOGIC NOISE GENERATOR WITH UNIFORM P.D.F.

ABSTRACT

In the paper is presented an noise generator with uniform p.d.f. and continue variation. The aleatorism of the repetition rate allowed his using in the analog-probabilistic converters for signals having any frequencies without correlations damage,

REALIZAREA UNUI CIRCUIT DEFAZOR CU FILTRU TRECE TOT CU ELEMENTE RC-AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL

DE

M. BADEA*, S. PUȘCAȘU**

În lucrare se prezintă sinteza în domeniul frecvențelor a unui defazor cu caracteristica fază-frecvență impusă și cu amplificare constantă în toată gama de frecvențe. Este indicat modul concret de proiectare și se dau principalele caracteristici experimentale.

1. Introducere. Circuitele de corecție îndeplinesc funcții variate în montajele electrice, electronice și de automatizări ca de ex. : întârziere în timp, derivare, integrare, defazare, etc. De fapt, ele fac parte integrantă din subansamblele de bază ale acestor montaje (blocul de comandă, cel de amplificare, de execuție, etc.). Soluția cea mai simplă este aproximarea funcțiilor cu ajutorul unor cuadripoli pasivi elementari, cum sînt binecunoscutele circuite de derivare sau de integrare. Erorile față de caracteristica ideală și pierderile de putere ale acestora sînt însemnate.

În cazul circuitelor defazoare erorile și pierderile cresc odată cu complexitatea schemei.

Este deja bine cunoscută posibilitatea, principială, de a realiza sinteza exactă a unei caracteristici de frecvență cu circuite RC—active.

Utilitatea practică a teoriei sintezei de acest tip a devenit evidentă odată cu miniaturizarea, realizarea cu circuite integrate tipizate și mai ales scăderea considerabilă a prețului de cost la unele componente electronice liniare. Reprezentantul tipic al acestor componente este amplificatorul operațional diferențial, integrat, care prezintă, ca principal avantaj, faptul că reproduce cu o foarte bună exactitate caracteristicile elementului ideal de circuit numit nulator, un cuadripol care are întotdeauna curentul și tensiunea de intrare egale cu zero în timp ce curentul și tensiunea de ieșire pot lua valori arbitrare, independente între ele.

2. Calculul schemei. Se propune realizarea unei caracteristici de fază aproximativ liniară, în jurul valorii $f=64$ Hz și care să permită reglajul fazei între $-\frac{\pi}{2}$ și $-\frac{3\pi}{2}$ la o modificare mică a frecvenței. O expresie analitică, simplă și ușor de realizat, a caracteristicii de fază precizate este :

$$\beta(\omega) = -2 \arctg \frac{400\omega}{400^2 - \omega^2} \quad (1)$$

Utilizînd metode ale teoriei funcțiilor de variabilă complexă, specifice sintezei în domeniul frecvențelor, se obține, ca funcție de circuit, posibilă :

$$F(s) = \frac{s^2 - 400s + 400^2}{s^2 + 400s + 400^2} \quad (2)$$

*. ** dr. ing. Marian Badea este conferențiar iar dr. ing. Silviu Pușcașu este profesor, șeful catedrei de Bazele electrotehnicii și utilizări, fac. electrotehnică, Universitatea din Craiova.

Dintre funcțiile de circuit avînd caracteristica fază-frecvență (1) s-a ales funcția (2) deoarece se impune ca valoarea semnalului de ieșire (sinusoidal) să fie aceeași cu cea a semnalului de intrare pentru orice ω . Se utilizează, deci, o funcție trece-tot (de modul unitate) pentru care zerourile trebuie să fie conjugatele complexe ale polilor.

Se verifică ușor că :

$$\arg F(j\omega) = \frac{1}{2j} \ln \frac{F(j\omega)}{F(-j\omega)} = \beta(\omega). \quad (3)$$

În vederea sintezei se utilizează teorema descompunerii polinomiale [1] de tip RC, -RC, posibilitatea cea mai simplă fiind împărțirea numărătorului și numitorului cu $s+400$ pentru a obține funcții de tip admitanță RC. Rezultă :

$$F(s) = \frac{s+400 - \frac{1200s}{s+400}}{s+400 - \frac{400s}{s+400}} = \frac{Y_A - Y_B}{Y_F - Y_E}, \quad (4)$$

în care toate mărimile Y sînt admitanțe RC.

Pentru realizarea funcției se consideră schema de principiu cu un amplificator operațional diferențial din fig. 1., în care V_1 și V_2 sînt potențialele în raport cu mas-(borna comună a schemei). Utilizînd una din metodele generale de analiză a circuitelor active, de exemplu matricea admitanță nedefinită [2] se obține pentru raportul tensiunilor V_1 și V_2 :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Y_A - Y_B}{Y_F - Y_E}, \quad (5)$$

dacă este îndeplinită condiția suplimentară

$$Y_A + Y_C + Y_E = Y_B + Y_D + Y_F,$$

care prin rearanjarea termenilor se mai scrie :

$$Y_C - Y_D = (Y_F - Y_E) - (Y_A - Y_B). \quad (6)$$

Rezultă că funcția (4) se poate realiza ca un raport de transfer al tensiunilor din circuitul din fig. 1 dacă parametrii acestuia îndeplinesc condițiile :

$$Y_A = Y_F = s + 400; \quad Y_B = \frac{1200s}{s+400}; \quad Y_E = \frac{400s}{s+400}. \quad (7)$$

Din condiția (6) rezultă :

$$Y_C - Y_D = \frac{800s}{s+400} \quad (8)$$

astfel că se poate lua varianta simplificată :

$$Y_C = \frac{800s}{s+400}, \quad Y_D = 0.$$

Cele cinci admitanțe, de mai sus, corespund, principal unor conexiuni simple rezistor-condensator, așa cum se exemplifică în fig. 2.

Se știe [3] că efectuînd o multiplicare a tuturor impedanțelor circuitului cu același număr real raportul de transfer al tensiunilor rămîne neschimbat.

Pentru utilizarea unor elemente de circuit cît mai uzuale se alege ca factor de amplificare valoarea de $2 \cdot 10^6$. Se obține astfel schema definitivă din fig. 3.

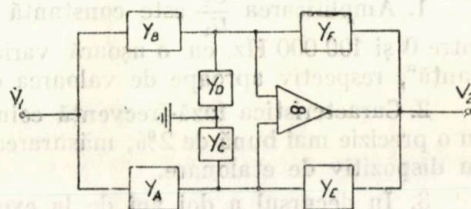


Fig. 1.

Realizarea experimentală a schemei. Montajul, conform fig. 3, s-a executat cu rezistențe chimice și condensatoare ceramice de mică putere, utilizate, curent, în aparatura radio de calitate medie.

Amplificatorul operațional de fabricație franceză, mai veche „Prana” permite un curent de ieșire de 20 mA și tensiunea de alimentare, în curent continuu, de ± 24 V. Alimentarea reală s-a făcut de la o sursă stabilizată de 30 V, fără priză mediană.

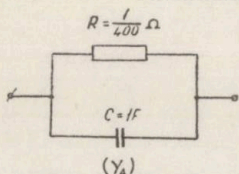


Fig. 2.

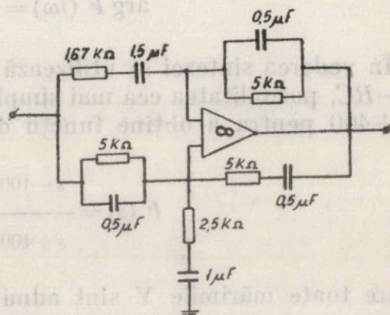
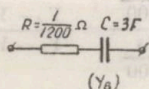


Fig. 3.

S-au obținut $+15$ și -15 V prin utilizarea unui divizor de tensiune rezistiv de 200Ω . Rezultatele obținute, în aceste condiții, sînt următoarele.

1. Amplificarea $\frac{U_2}{U_1}$ este constantă pentru un domeniu de frecvență cuprins între 0 și 100 000 Hz, cu o ușoară variație de max. 3% în zona apropiată de „rezonanță”, respectiv aproape de valoarea de 64 Hz.

2. Caracteristica fază-frecvență coincide cu cea teoretică, conform expresiei (1) cu o precizie mai bună de 2%, măsurarea făcîndu-se cu un osciloscop cu două spoturi, cu dispozitiv de etalonare.

3. În decursul a doi ani de la execuție, circuitul nu și-a modificat, în mod observabil, caracteristicile.

4. La alimentarea cu tensiunea de ± 15 V se poate obține o tensiune de ieșire de 10 V la un curent pînă la 20 mA., respectiv se poate alimenta, de la ieșire, o sarcină exterioară de cca 400Ω cu o putere de 0,2–0,25 W, fără a se modifica, sensibil caracteristicile.

5. Stabilitatea funcționării este perfectă pentru toate frecvențele iar deformarea curbei tensiunii de ieșire nesensibilă.

6. Deoarece în zona opoziției de fază, defazajul se modifică, rapid, cu frecvența (aproximativ $\frac{\pi}{2}$ rad pentru 20 Hz) dispozitivul se poate utiliza pentru frecvențmetre sensibile (în caz că ω_0 se ia 50 Hz, în loc de 64 Hz).

7. Prin utilizarea unor dispozitive suplimentare, simple, circuitul poate fi folosit pentru comanda unor dispozitive de redresare, a unor inversoare, a tiristoarelor, etc.

BIBLIOGRAFIE

1. Mitra S. K., — Analysis and Synthesis of Linear Active Networks, John Wiley, New-York, 1969.
2. Balabanian N., Bickart T. — Teoria modernă a circuitelor, trad. din literatura americană. Ed. Tehnică 1974.
3. Weinberg L., — Network Analysis and Synthesis, Mc. Graw-Hill, New-York, 1962.

ANALIZA SCHEMELOR LOGICE CU AJUTORUL CALCULATORULUI

DE

V. POP, E. PETRIU

1. **Introducere.** Analiza unei scheme logice proiectate pentru realizarea unor anumite funcții logice se face cu scopul de a verifica corectitudinea acesteia și de a îndrepta eventualele greșeli strecurate în faza de sinteză înainte de implementarea schemei.

O analiză completă necesită verificarea corectitudinii semnalelor obținute la ieșirea schemei logice pentru toate succesiunile posibile ale semnalelor de intrare, ținând cont și de timpii caracteristici de propagare a semnalelor prin toate elementele schemei, astfel încât să se evidențieze eventualul hazard în funcționarea schemei. Necesitând urmărirea valorilor semnalelor logice în toate punctele schemei, în fiecare moment de timp analiza schemelor logice complexe devine o activitate foarte laborioasă și care implică un efort deosebit de concentrare a atenției timp destul de îndelungat [1], [2].

În lucrare se prezintă o metodă generală de analiză a schemelor logice secvențiale cu ajutorul calculatorului. Verificarea schemelor logice combinaționale rezultă ca un caz particular. Programul

FORMULAR DE DESCRIERE A SCHEMEI LOGICE													
NUME CIRCUIT	TIPUL LOGIC	CODUL C1 12-19	INTR1 21-24	INTR2 25-29	INTR3 31-34	INTR4 35-39	INTR5 41-44	INTR6 45-49	INTR7 51-54	INTR8 55-59	IEȘIRE	IEȘIRE COMPL	
NS1	NAND	CDB400	TR1	TR2	CMPL	EMPI					TN		
NS2	NAND	CDB400	BN	BN							EMPI		
FFA	FFJK	CDB400	TN	FACT	TN	AZ					AN		NAN
NS3	NAND	CDB400	AN	TN	TR						TR1N		
NS4	NAND	CDB400	NAN	BN	TR						TR2N		

Fig. 1.

este general, permițând analizarea oricărei scheme logice secvențiale (sincrone sau asincrone) fără să pretindă nici o modificare și este astfel întocmit încât să permită o utilizare cât mai comodă. Pentru introducerea datelor utilizatorul trebuie să respecte doar un minim de reguli referitoare la formatele fișierelor de date.

2. **Descrierea schemei logice analizate și a condițiilor de verificare.** Schema logică analizată este descrisă din punct de vedere structural pe un formular de date de tipul celui prezentat în figura 1. În tabel se înscrie în fiecare rând câte un circuit logic din schemă, definit printr-un cuvânt cheie, ordinea de înscriere a circuitelor fiind arbitrară. Interconexiunile dintre circuite rezultă prin indicarea în rubricile corespunzătoare a mnemonicelor care reprezintă semnalele de intrare respectiv semnalele de ieșire pentru circuitul dat. Pentru exemplificare în formularul din fig. 1 s-a descris structural circuitul secvențial asincron din figura 2.

Descrierea modului de variație în timp a semnalelor de intrare precum și inițializarea elementelor de memorie din schemă se face prin completarea formularului prezentat în figura 3, în care la rubrica „SIMBOL“ se înscrie denumirea mnemonică a semnalului respectiv, iar în rubrica „TIP SEMNAL“ se înscrie un cuvânt cheie: NIVL pentru semnale

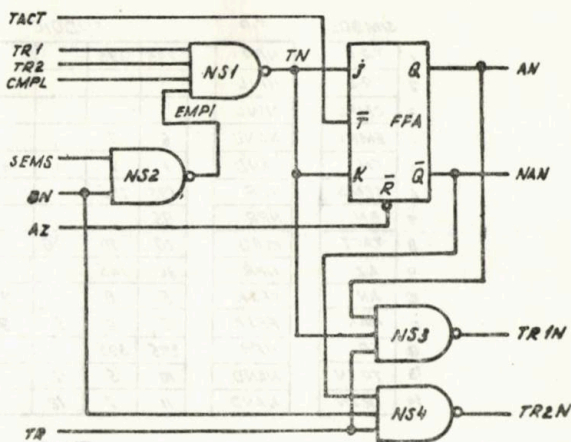
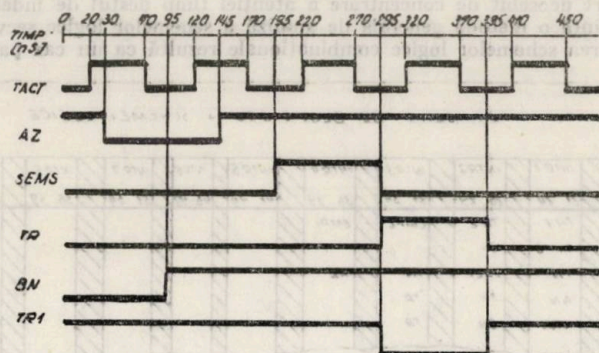


Fig. 2.

FORMULAR DE DESCRIERE A VARIAȚIEI ÎN TIMP A SEMNALELOR DE NTRĂRI

SIMBOL	TIP SEMNAL	VAL. LOGICA	MOMENTELE DE COMUTARE																
			16	20	21	25	26	30	31	35	36	40	41	45	50	51	55	56	60
1. 4		1																	
TACT	PERD	0	20	70	120														
AZ	NPR	1	30	145															
SEMS	NPR	0	195	295															
TR	NPR	0	295	395															
BN	NPR	0	95																
TR1	NPR	1	295	395															
TR2	NIVL	1																	
CMPL	NIVL	1																	

Fig. 3.



AN ————

NAN ————

TR2=1

CMPL=1

Fig. 4.

SIMBOL	TIP	TND/IC				VAL. VECHĂ	VAL. NOUĂ
1 TR1	NPR	295	395			1	
2 TR2	NIVL					1	
3 CMPL	NIVL					1	
4 EMPL	NAND	6	7				
5 TN	NAND	1	2	3	4		
6 SEMS	NPR	195	295			0	
7 BN	NPR	95				0	
8 TACT	PERD	20	70	120		0	
9 AZ	NPR	30	145			1	
10 AN	FFJK	5	8	5	9		
11 NAN	FFJK	5	8	5	9		
12 TR	NPR	295	395			0	
13 TR1N	NAND	10	5	12			
14 TR2N	NAND	11	7	12			

Fig. 5.

de tip nivel, NPR pentru semnale neperiodice, PERD pentru semnale periodice și INIT pentru semnalele de stare care primesc o valoare inițială. Pentru notarea valorilor logice inițiale a variabilelor de intrare și a variabilelor de stare se folosesc simbolurile 0 și 1.

Pentru semnalele periodice numărul minim de momente de comutare dat în rubricile „MOMENTE DE COMUTARE” este de trei.

Primul moment și al treilea determină perioada impulsurilor iar al doilea determină în cadrul perioadei lățimea impulsului. Pe baza acestor date se pot calcula momentele de timp în care semnalul periodic își schimbă starea pe tot timpul analizei. Pentru semnalele neperiodice se indică toate momentele în care are loc o schimbare de stare. În figura 3 se prezintă modul de completare a formularului pentru semnalele de intrare ale schemei din figura 2 în cazul în care modificarea în timp a acestora se face conform cronogramelor din figura 4. Semnalele pentru care se dorește extragerea la imprimantă a cronogramei se înscriu pe un formular, fiecare pe un rând pe primele patru coloane, prin mnemonicele lor.

3. Modul de operare al programului de analiză. Pe baza datelor indicate de către utilizator, programul își construiește un tabel, SIMBOL, cu toate mnemonicele semnalelor din schemă. În paralel se construiește un tabel TIP care indică tipul semnalelor de intrare, respectiv al circuitelor care produc celelalte semnale. Programul își creează ori de câte ori este necesar circuitele SI, respectiv SAU implicite. Principalele tablouri construite pentru analiza circuitului din figura 2 sînt date în figura 5. Momentele de comutare a stării sînt reținute pentru fiecare semnal într-un tabel TND IC. Starea logică a unui semnal în momentul de timp în care se face analiza se memorează în tabelul VALNOA iar starea sa anterioară în tabelul VAL VECHE.

În esență analiza schemelor logice secvențiale constă în calcularea la fiecare nou moment de timp a valorilor logice curente ale tuturor semnalelor din schemă pe baza vechilor valori ale semnalelor și a funcției logice de transfer a fiecărui circuit din schemă. Structura programului de analiză a schemelor logice secvențiale este prezentată în figura 6. Procesul de reactualizare a valorilor curente ale tuturor semnalelor se repetă după fiecare nou moment de timp din analiză. Stabilirea intervalelor de timp la care se face analiza este o problemă de optimizare a analizei, cu cit acest interval este mai mic crește precizia analizei dar totodată crește și timpul de calcul. În programul considerat, perioada momentelor de timp la care se fac reactualizările este dată de cel mai mare divizor comun (cu precizia impusă) al tuturor timpilor de propagare caracteristici ai elementelor logice din schemă. După fiecare reactualizare se tipăresc valorile semnalelor care au fost indicate de către utilizator.

4. Simularea circuitelor logice de bază

Funcția de transfer a circuitului este dată de tipul logic al acestuia și este simulată de un subprogram specific fiecărui tip de circuit. În vederea îmbunătățirii fidelității simulării se ține cont, spre deosebire de procedeele cunoscute din literatură [1], de principalii timpi de propagare a semnalului prin circuit indicați în cataloage.

Îmbunătățirea fidelității simulării se realizează prin considerarea istoriei semnalelor de la ieșirea circuitului respectiv de-a lungul unui interval de timp egal cu timpul de propagare „maxim-maximorum”, TMAX. Semnalele de la ieșirea circuitelor din schemă sînt caracterizate nu numai de valoarea lor nouă și veche ci și de evoluția lor pe durata timpului de propagare maxim. De exemplu,

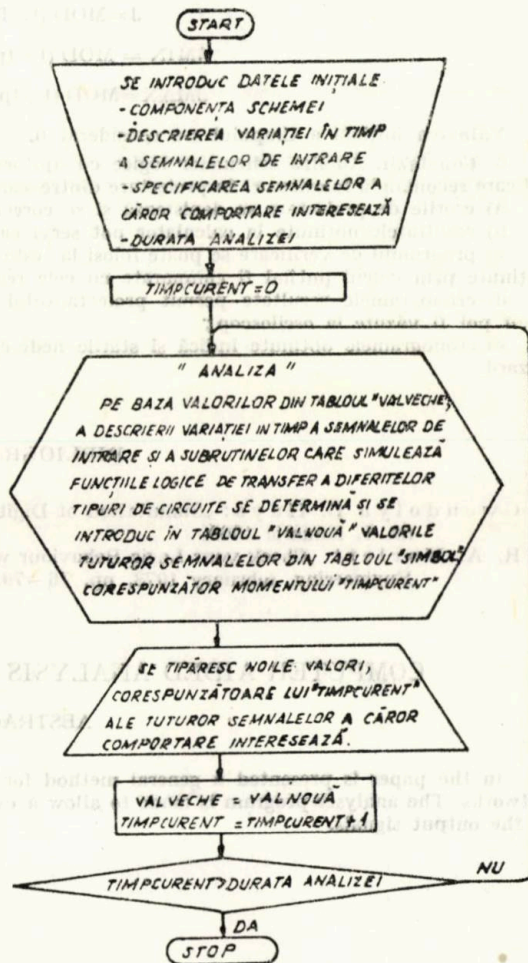


Fig. 6.

pentru circuitul CDB 400 E se memorează evoluția semnalului de la ieșire pe un interval de timp $TMAX = \text{Max}(\text{tpdmax}, \text{tpdlmax}) = 22 \text{ ns}$. Dacă la un anumit moment t , valoarea funcției logice NAND pentru semnalele de intrare date devine 1, această valoare se înscrie într-o memorie MEMOUT și va fi atribuită semnalului de ieșire abia la momentul de timp $t + \text{tpdl}$.

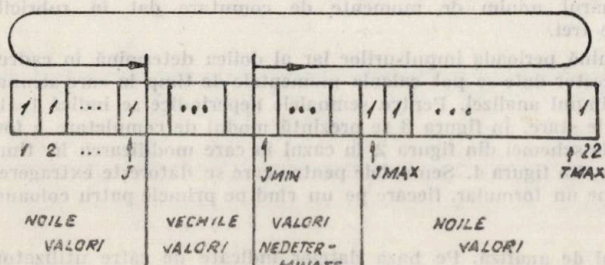


Fig. 7.

Deoarece tpdl dat în catalog este cuprins între o valoare minimă (tpdlmin) și o valoare maximă (tpdlmax), valoarea semnalului de ieșire este nedeterminată, ea devenind cu certitudine 1 de abia din momentul $t + \text{tpdlmax}$. Completarea tabloului MEMOUT în cazul considerat se face după cum se arată în figura 7. Adresele J, JMIN și JMAX se calculează cu ajutorul relațiilor:

$$J = \text{MOD}(t, TMAX) + 1$$

$$JMIN = \text{MOD}(t + \text{tpdlmin}, TMAX) + 1$$

$$JMAX = \text{MOD}(t + \text{tpdlmax}, TMAX) + 1$$

Valoarea inițială a timpului s-a considerat 0.

5. **Concluzii.** Analiza schemelor logice cu ajutorul calculatorului prezintă o serie de avantaje [1] care recomandă folosirea ei în proiectare dintre care:

- a) erorile de proiectare se depistează și se corectează înainte de materializarea schemei logice;
- b) rezultatele obținute la calculator pot servi ca documentație pentru proiectul respectiv;
- c) programul de verificare se poate folosi la testarea unor scheme logice existente, cronogramele obținute prin calcul putând fi comparate cu cele reale [2];
- d) cronogramele rezultate permit proiectantului să urmărească simultan mai multe semnale decît pot fi văzute la osciloscop;
- e) cronogramele obținute indică și stările nedeterminate, respectiv eventualele manifestări de hazard.

BIBLIOGRAFIE

1. Gwendolyn G. Hays: „Simulation of Digital Design Logic“ în IEEE Tr. C., vol. C-18, nr. 1, ianuarie 1969.
2. R. A. Marlett „Check your Logic Behaviour with Automatic Test Generation“ în Electronic Engineering, february 1973, pp. 76-79.

COMPUTER AIDED ANALYSIS OF LOGICAL NETWORKS

ABSTRACT

In the paper is presented a general method for computer aided analysis of sequential logical networks. The analyser program is made to allow a easier data input and to list the time diagrams of the output signals.

TRANSFORMAREA AUTOMATĂ A PROGRAMELOR SCRISE ÎN PASCAL ÎN
FORMA INTERNĂ CU SCOPUL OPTIMIZĂRII FOLOSIRII MEMORIEI

DE

A. SOCENEANȚU, ANCA BICA

1. Introducere. Unul din aspectele cele mai importante de care trebuie să țină cont atât proiectanții sistemelor de operare cit și utilizatorii obișnuiți ai unui sistem de calcul este acela al gestionării economice a memoriei.

Lucrarea de față prezintă o idee nouă de structurare în cadrul unui segment a codului obiect rezultat în urma compilării unui program scris în limbaj superior; această nouă structură a codului obiect va permite o mai bună folosire (ocupare) a memoriei operative la rularea programului, având ca rezultat eliminarea risipei de memorie datorată faptului că memoria este ocupată inutil pentru a reține instrucțiunile acelor ramuri de program care nu vor fi executate, având în vedere setul concret de date inițiale.

Această nouă metodă de compilare îmbină avantajele scrierii programelor folosind tabele de decizie [1] cu cele ale scrierii programelor în forma clasică.

2. Principiul reprezentării programelor prin tabele de decizie. În general, un algoritm (program) se compune din secvențe liniare de operații și din decizii, care se iau în funcție de condiții ce țin de natura algoritmului și care determină separarea pe mai multe ramuri a algoritmului.

În reprezentarea prin ordinograme a unui algoritm, deciziile se iau secvențial iar între două decizii (condiții) succesive ale programului, se pot afla secvențe liniare de operații.

O altă modalitate de descriere a unui algoritm este prin tabele de decizie [1]; într-o asemenea reprezentare toate condițiile (deciziile) din algoritm sînt grupate separat de restul programului; o combinație a valorilor posibile ale condițiilor formează o regulă. Pentru fiecare regulă a algoritmului, tabelul de decizie indică ce acțiuni (porțiuni liniare de program) trebuie executate. În timpul execuției programului, aceste acțiuni pot fi stocate pe o memorie auxiliară de unde sînt încărcate în memoria operativă doar dacă trebuiesc executate.

Execuția unui algoritm descris printr-un tabel de decizie se face în felul următor: se calculează valoarea tuturor condițiilor; în funcție de valorile obținute, se selectează regula satisfăcută și se apelează (încarcă) și execută acțiunile corespunzînd regulii selectate.

Se observă că utilizarea tabelului de decizie în programare, oferă posibilitatea de a elimina risipa de memorie datorită reținerii porțiunilor de program neutilizate, în memoria operativă; ele au de asemenea și alte avantaje importante.

3. Algoritm pentru transformarea automată a programelor în formă internă cu scopul optimizării folosirii memoriei. La acest punct al lucrării se va prezenta principiul acestei structurări a formei interne precum și algoritmul elaborat pentru obținerea automată a acestei forme a codului obiect pentru cazul programelor sursă scrise în limbaj PASCAL [2].

3.1. Principiul structurării textului obiect. Algoritmul de transformare care se va prezenta caută să îmbine caracteristicile celor două tipuri de reprezentări ale unui algoritm, menționate la §2. Pentru un program scris într-un limbaj de programare cunoscut, urmîrind o schemă logică unde deciziile se iau secvențial, algoritmul separă condițiile de porțiunile liniare ale programului (care vor fi denumite în continuare „acțiuni”) și generează text obiect separat pentru condiții, respectiv acțiuni.

Pentru o execuție corectă a textului obiect generat, este necesar ca algoritmul să asigure și memorarea (reprezentarea) structurii schemei logice, deci să indice care este modul de înlănțuire al condițiilor și momentul execuției acțiunilor. Ca urmare, după compilarea unui program sursă, conform ideii prezentate se vor obține următoarele zone de date;

a) zona programului de actualizare (calcul) al condițiilor (*PACT*) conținînd porțiunile de text obiect care, prin execuția lor, realizează calculul condițiilor pentru datele rulării respective;

b) zona conținînd codul obiect al acțiunilor (*ACT*), conținînd porțiuni de text obiect care reprezintă codul obiect al acțiunilor în care se descompune programul sursă;

c) tabelul de înlănțuire al condițiilor și acțiunilor (*TABCOND*) care reflectă structura logică a programului, prin aceea că arată legăturile dintre condiții și acțiuni.

Pentru a ilustra ideea prezentată mai sus, se indică în figura 1, care este structura de reținut, pentru următoarea secvență de instrucții PASCAL :

```
IF A > B THEN REPEAT X = X + B UNTIL X > Y ELSE
WHILE A ≠ C DO IF D < 0 THEN F = 5 ; FOR K = 1
TO 17 DO IF T ≤ W THEN F = 6 ELSE REPEAT
T = T - 1 UNTIL T = 0 ;
```

(1)

Felul în care tabela TABCOND reține structura din figura 1 este indicat în figura 2.

Execuția unui program compilat în forma descrisă mai înainte se face de către un monitor al formei interne, care este, de fapt un interpretator. Acesta va lucra cu zonele TABCOND, PAC și

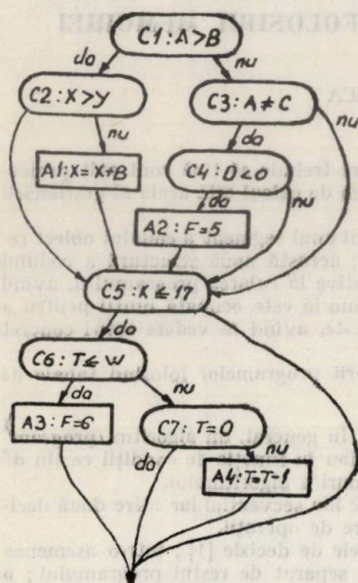


Fig. 1. Structura algoritmului descris de instrucția (1).

TABCOND

	condiția	adr. leg. pt. cond. satisf.	adr. leg. pt. cond. nesatisf.
J = 1	A > B	2	3
2	X > Y	5	A1
3	A ≠ C	4	5
4	D < 0	A2	5
5	K ≤ 17	6	8
6	T ≤ W	A3	7
7	T = 0	8	A4

Fig. 2. Conținutul tabelii TABCOND pentru cazul algoritmului din fig. 1.

ACT. Se consideră că acțiunile vor fi catalogate într-o memorie auxiliară și vor fi încărcate în memoria operativă doar dacă trebuie executate.

Schema de principiu a funcționării monitorului formei interne este prezentată în figura 3.

3.2. Algoritmul de transformare automată în formă internă a programelor. Algoritmul dezvoltat se referă la generarea formei intermediare descrise pentru instrucțiile limbajului PASCAL. S-a ales PASCAL-ul deoarece este un limbaj superior deosebit de puternic, care permite gestionarea dinamică a zonelor de date, al căror tip este foarte variat [3].

Algoritmul de transformare are rolul de a completa zonele PAC și ACT se va face creîndu-se un text intermediar (de exemplu

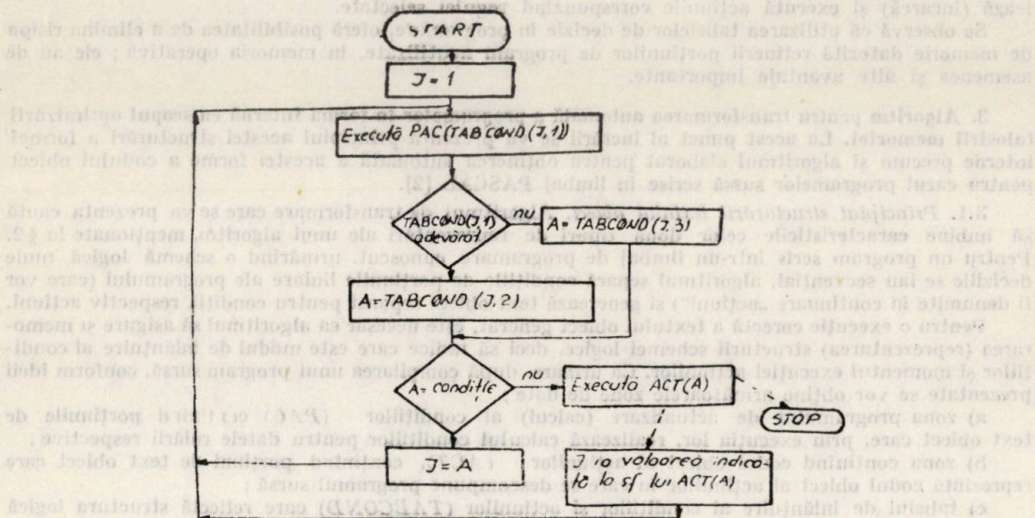


Fig. 3. Schema logică de principiu a monitorului formei interne.

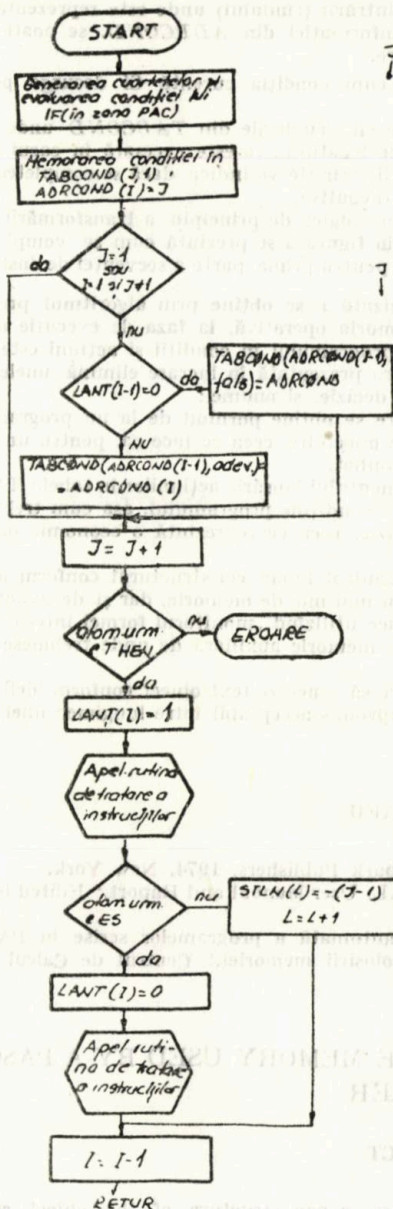


Fig. 4. Schema logică pentru generarea formei intermediare pentru instrucția IF din PASCAL.

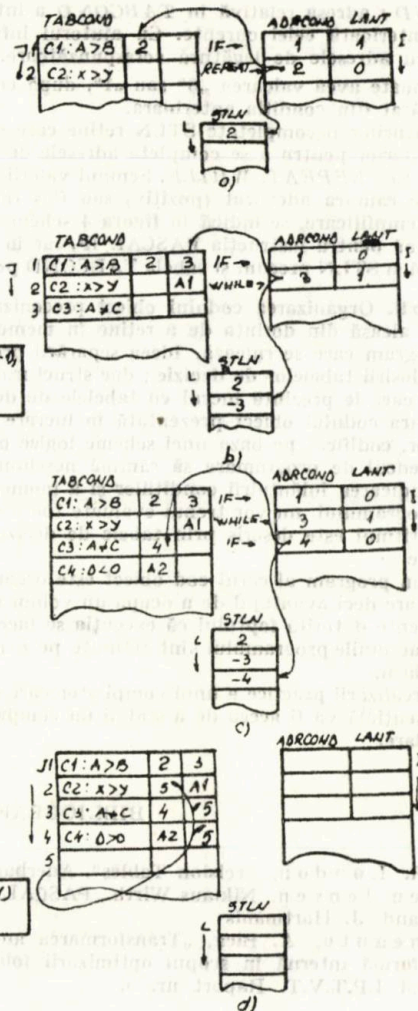


Fig. 5. A>B THEN REPEAT X=X+B; UNTIL X>Y; ELSE WHILE A≠C DO IF D<0 THEN F=5

cuartete sau text polonez) pentru evaluarea condițiilor și execuția acțiunilor. Această operație nu prezintă aspecte de principiu noi, față de tehnicile clasice. De aceea, în schemele logice care se vor prezenta, ceea ce este evidențiat este modalitatea de completare a tablei TABCOND.

Zonele de lucru ale algoritmului sînt: textul sursă analizat, sub forma unui șir de coduri lexicale ale atomilor propoziției, o stivă sintactică în care se depun pe rînd codurile lexicale care compun textul sursă, o stivă a legăturilor necompletate, STLN și o stivă semantică care trebuie să rețină următoarele informații pentru completarea lui TABCOND:

ADRCND : adresa relativă în **TABCOND** a intrării (rindului) unde este reprezentată condiția imediat anterioară celei curente. Cu ajutorul informației din **ADRCND**, se poate completa **TABCOND** cu adresele de legătură corespunzătoare.

LANT : poate avea valoarea „0” sau „1”, după cum condiția curentă Ci decurge pe ramura fals sau adevărat din condiția anterioară.

Stiva legăturilor necompletate **STLN** reține care sînt rindurile din **TABCOND** unde va trebui să se revină ulterior pentru a se completa adresele de legătură ; ea este necesară în cazul instrucțiilor **IF** fără **ELSE**, **REPEAT**, **WHILE**. Semnul valorii reținute va indica dacă se completează adresa de legătură pe ramura adevărat (pozitiv) sau fals (negativ).

Pentru exemplificare, se indică în figura 4 schema logică de principiu a transformării automate în formă internă pentru instrucția **PASCAL IF**, iar în figura 5 se prezintă cum se completează stivele semantice și **STLN** precum și tabela **TABCOND** pentru prima parte a secvenței de instrucții (1)

4. **Concluzii**. Organizarea codului obiect preconizată a se obține prin algoritmul prezentat în lucrare a fost aleasă din dorința de a reține în memoria operativă, la faza de execuție doar acele ramuri de program care se rulează. Ideea separării programului în condiții și acțiuni este inspirată din tehnica folosirii tabelor de decizie ; dar structura prezentată în lucrare elimină unele din dezavantajele pe care le prezintă lucrul cu tabelele de decizie, și anume :

a) Structura codului obiect prezentată în lucrare se obține pornind de la un program scris în limbaj superior, codificat pe baza unei scheme logice obișnuite, ceea ce face ca, pentru un utilizator obișnuit, procedeul de programare să rămână neschimbat.

b) Prin indicarea înlănțuirii condițiilor și a momentului lansării acțiunilor în tabela **TABCOND**, la execuția programului, nu vor trebui evaluate toate condițiile programului, așa cum trebuie procedat cînd algoritmul este descris prin tabele de decizie, ceea ce reprezintă o economie oarecare de timp de rulare.

Față de un program al cărui cod obiect este organizat liniar, cel structurat conform algoritmului prezentat, are deci avantajul de a ocupa un volum mai mic de memorie, dar și dezavantajul unei execuții mai lente datorită faptului că execuția se face utilizînd „monitorul formei interne”, precum și faptului că acțiunile programului sînt reținute pe o memorie auxiliară de unde trebuie încărcate în timpul rulării.

În cazul realizării practice a unui compilator care să genereze text obiect conform ideii enunțate, o problemă esențială va fi aceea de a stabili un compromis acceptabil între lungimea unei acțiuni și timpul de rulare.

BIBLIOGRAFIE

1. Keith R. London, „Decision Tables“. Auerbach Publishers, 1974, New York.
2. Kathleen Jensen, Niklaus Wirth., **PASCAL**. User Manual and Report.“ Edited by G. Goss and J. Hartmanis
3. A. Soceneanțu, A. Bica, „Transformarea automată a programelor scrise în **PASCAL** în formă internă în scopul optimizării folosirii memoriei.“ Centrul de Calcul electronic al I.P.T.V.T. Raport nr. 5.

THE OPTIMIZATION OF THE CORE MEMORY USED BY A PASCAL COMPILER

ABSTRACT

This paper presents an algorithm which produces a new structure of the object code for a **PASCAL** source program ; The structure allows a more economical use of the core memory at run time.

FUNCȚIONAREA AUTOMATĂ A MODELELOR REALIZATE CU REȚELE DE EVALUARE

DE

A. SOCENEANȚU, DORINA PETRIU

1. **Introducere.** În prezent există preocupări tot mai intense în ceea ce privește determinarea și îmbunătățirea performanțelor sistemelor de calcul, dintre metodele folosite făcând parte și modelarea sistemelor și simularea lor cu ajutorul calculatorului. În [1] se prezintă un studiu al mai multor metode de modelare și simulare cunoscute în literatură, concluzia fiind aceea că rețelele de evaluare, introduse de Noe și Nutt în 1972 [2], [3], conferă o serie de avantaje.

Rețelele de evaluare reprezintă o metodă de a construi modele sub formă de graf pentru sisteme complexe, în care se desfășoară mai multe activități în paralel. Autorii prezentei lucrări și-au propus să realizeze un sistem de simulare care să desfășoare automat experiențe de simulare pentru orice model realizat cu ajutorul rețelelor de evaluare. În lucrare se prezintă fazele sistemului de simulare precum și algoritmul sincronizatorului de evenimente, care are rolul de a conduce pas cu pas funcționarea automată a modelului.

2. **Fazele sistemului de simulare.** Un model realizat cu rețele de evaluare [2], [3] este un graf, definit ca un quadruplu $E=(L, P, R, A)$ unde:

L = mulțimea condițiilor (sau locațiilor)

P = mulțimea condițiilor periferice

R = mulțimea rezoluțiilor

A = mulțimea tranzițiilor $\{a_1, \dots, a_n\}$, fiecare a_i fiind o mulțime $a_i = (s_i, t(a_i), q_i)$, unde s_i reprezintă un tip de tranziție primitivă, $t(a_i)$ durata fazei active a tranziției și q_i procedura efectuată de tranziție în faza activă.

Graficul care constituie rețeaua de evaluare are ca noduri condiții și tranziții. Din punct de vedere al sistemului modelat, condițiile reprezintă stări ale acestuia, iar tranzițiile, acțiuni care mută sistemul dintr-o stare în alta. Dacă o condiție este îndeplinită, se consideră că ea conține un marcaj (numit și tranzacție). Noe și Nutt au introdus 5 tipuri de tranziții primitive, prezentate în [2] și [3]. Fiecare tip are un număr bine determinat de condiții de intrare și ieșire și o regulă de activare a tranziției în funcție de starea condițiilor aferente (cele de intrare îndeplinite, iar cele de ieșire neîndeplinite). Când tranziția devine activă, se declanșează procedura q_i , care conține mai multe acțiuni și are durata $t(a_i)$. La sfârșitul fazei active marcasele din condițiile de intrare vor fi mutate în condițiile de ieșire, ceea ce va provoca activarea altor tranziții ș.a.m.d. Marcasele reprezintă elementul dinamic din model, deoarece parcurg rețeaua de la un capăt la altul, provocând funcționarea modelului.

Pentru a fi simulate pe calculator, modelele pot fi descrise cu ajutorul unui limbaj propus de autori și prezentat în [4]. Sistemul de simulare acționează în trei faze și anume:

a) Analiza programului de descriere a modelului și generarea unor tabele de o structură dată, care vor conține informațiile referitoare la elementele modelului: condiții, rezoluții tranziții, tranzacții, etc.

b) Desfășurarea propriu-zisă a experienței de simulare sub comanda sincronizatorului de evenimente, care ține evidența timpului simulat și determină funcționarea modelului pas cu pas. În această fază se colectează datele statistice referitoare la diversele elemente ale modelului.

c) Extragerea rezultatelor simulării după încheierea experienței de simulare. Se prelucrează și se afișează datele referitoare la: timpul de trecere al tranzacțiilor prin model, debitul sistemului modelat, încărcarea resurselor, timpii medii și maximi de așteptare, lungimea șirurilor de așteptare etc.

3. **Sincronizatorul de evenimente.** Sincronizatorul de evenimente (SE) are funcția de a planifica în timp evenimentele ce apar în cadrul rețelei. În acest scop, se folosește atât descrierea statică a modelului realizată în faza 1 de simulare, precum și informațiile dinamice referitoare la funcționarea rețelei în timp.

Descrierea statică a modelului conține următoarele informații :

- Lista tuturor condițiilor și rezoluțiilor
- Starea inițială a condițiilor și rezoluțiilor cit și lista condițiilor periferice de intrare care se vor activa pe parcurs și regulile de activare (periodice sau aleatoare).
- Pentru fiecare tranziție se cunosc : tipul, condițiile de la intrare și ieșire, timpul cit durează starea activă (deterministic sau aleator), acțiunile efectuate în starea activă.

Aceste informații sint trecute într-o serie de tabele în faza 1, cele mai importante fiind următoarele : tabelul condițiilor, tabelul rezoluțiilor, tabelul de generare a condițiilor periodice de intrare, tabelul tranzițiilor. În fig. 1 se prezintă un exemplu simplu de rețea de evaluare, iar în fig. 2 tabelele corespunzătoare acestuia.

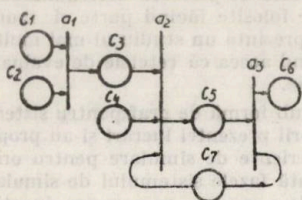


Fig. 1. Exemplu de rețea de evaluare.

COND	INTRARE LA TRANZIȚIA	IEȘIRE LA TRANZIȚIA
C1	a1	-
C2	a1	-
C3	a2	a1
C4	a2	-
C5	a3	a2
C6	-	a3
C7	a2	a3

a) Tabelul condițiilor

TRANZIȚIA	INTRARE		IEȘIRE	
	COND	VAL	COND	VAL
a1	C1 C2	1 1	C3	0
a2	C3 C4 C7	0 0 1	C5	0
a3	C5	0	C6 C7	0 1

b) Tabelul tranzițiilor

COND	PERIOADA	ABATERE	NR APARIȚII
C1	80	3	300
C2	120	4	300
C4	20	2	300

c) Tabelul de generare a condițiilor periodice de intrare

Fig. 2. Tabele pentru rețeaua din fig. 1.

Pe lângă informațiile statice prezentate mai sus, SE mai utilizează niște tabele pe care le completează dinamic pe parcursul experienței de simulare și anume : lista condițiilor active LCA, lista apariției condițiilor în timp LACT, lista tranzițiilor active LTA, lista tranzițiilor influențate LTI. Aceste tabele sînt distincte d.p.d.v. logic, dar pot fi eventual reunite în momentul implementării.

SE are un orologiu propriu care indică timpul curent al simulatorului t_s . Acesta pornește inițial de la zero și se modifică pe măsură ce experiența de simulare se desfășoară. Avansarea orologului se face în cuante discrete, marcind timpii la care au loc evenimente în rețea (se consideră „eveniment” activarea unei condiții).

Lista LACT conține planificarea în timp a evenimentelor, adică a momentelor la care diversele condiții se vor activa. SE este cel care actualizează LACT, menținînd-o ordonată crescător din punct de vedere a timpului. În LACT sînt introduse atît condițiile care vor primi marcaj în urma acțiunii unei tranziții, cit și condițiile periferice de intrare activate periodic.

Lista LCA conține condițiile care sînt îndeplinite la un moment dat. Lista LTI cuprinde tranzițiile a căror condiții de intrare sau ieșire și-au modificat starea, fiind posibilă activarea lor. SE analizează fiecare tranziție din LTI, verificînd dacă sînt îndeplinite condițiile de activare și în caz afirmativ le trece în LTA.

În continuare se va prezenta mecanismul de funcționare al SE. Se consideră momentul de timp al simulatorului t_s , în LACT aflîndu-se toate evenimentele care se vor petrece la timpii $t \geq t_s$. Se consideră că primul eveniment din LACT este îndeplinirea condiției c_i la momentul $t_i > t_s$, în urma încheierii acțiunii tranziției a_i (fig. 3). SE avansează orologul simulatorului la primul eveniment $t_s = t_i$, după care scoate condiția c_i din LACT și o trece în LCA. În momentul cînd c_i a primit marcajul, c_{i-1} îl pierde, deci SE scoate condiția c_{i-1} din LCA și tranziția Q_i din LTA. Deoarece c_{i-1} a pierdut marcajul devine posibilă activarea tranziției a_{i-1} , deci SE o va trece în lista tranzițiilor influențate LTI. În aceeași listă este trecută și tranziția Q_{i+1} , a cărei activare intră în discuție după îndeplinirea condiției c_i . După ce a stabilit care sînt noile tranziții influențate, SE verifică dacă acestea îndeplinesc toate condițiile de activare. De exemplu, dacă tranziția Q_{i+1} poate fi activată, SE o pune în lista LTA, apoi determină durata fazei active $t(a_{i+1})$ și planifică în LACT la timpul $t = t_s + t(a_{i+1})$ condițiile de ieșire ale lui a_{i+1} .

După ce a efectuat operațiile de la momentul t_s , SE va extrage din LACT următorul eveniment, va avansa timpul simulatorului și va proceda conform algoritmului prezentat.

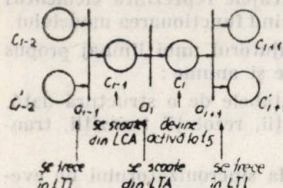


Fig. 3. Mecanismul de funcționare al rețelei.

Într-un mod particular tratează SE tranzițiile de tip X și Y, a căror activare depinde nu numai de starea condițiilor de intrare și ieșire a acestora, ci și de starea rezoluțiilor. Astfel dacă rezoluția unei tranziții de acest tip se află în starea „nedefinit”, tranziția nu poate fi activată, chiar dacă celelalte condiții sint îndeplinite. Poziționarea rezoluțiilor se poate face prin executarea acțiunilor unei alte tranziții situată în orice punct al rețelei. În acest caz, SE trebuie să intervină și să verifice dacă poziționarea rezoluției nu implică activarea tranziției afectate.

4. **Concluzii.** În lucrare s-a prezentat un mod de structurare a informației referitoare la un model realizat cu ajutorul rețelelor de evaluare, în scopul simulării lui pe calculator. Implementarea simulatorului poate fi făcută în moduri diferite, contribuția lucrării constind din evidențierea informațiilor necesare funcționării corecte a unui SE și prezentarea algoritmului de funcționare a sincronizatorului de evenimente.

BIBLIOGRAFIE

1. Soceneanțu A., Petriu D., Ludescher H. „Implementarea rețelelor de evaluare”, Raport 01-76, Centrul de Calcul IPT.
2. Nutt G. J., „The Formulation and Application of Evolution Nets”, Ph. D. dissertation, Univ. of Washington, 1972.
3. Noe J. D., Nutt G. J., „Macro E-Nets for Representation of Parallel Systems”, IEEE Trans. on Comp C-22 (8), 1973 p. 718—727.
4. Petriu D., „Descrierea modelelor realizate cu rețele de evaluare”, Buletin șt. și tehnic IPT, seria Electrotehnică, fascicula 1 — 1978.

THE IMPLEMENTATION OF THE SIMULATION MODELS BASED ON EVALUATION NETS

SUMMARY

The paper presents an algorithm for the event synchronizer of a simulation sistem, based on the evaluation nets. The synchronizer is used for a correct timing of the model's events.

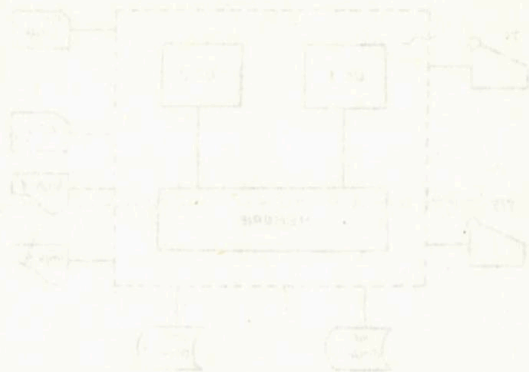


Fig. 1. Configurația sistemului de simulare bazat pe rețele de evaluare.

ANALIZA CAPACITĂȚII DE TRECERE ȘI A TIMPULUI DE RĂSPUNS ÎNTR-UN SISTEM MULTIPROCESOR

DE

IOAN JURCA

1. Introducere. Se remarcă în ultimii ani o creștere a interesului în sisteme de calcul de tip multiprocesor [4, 7, 9]. Acest interes sporit are ca principale cauze atât noi dezvoltări tehnologice (în special microprocesoare *LSD*), cât și cerințe speciale în organizarea sistemelor: capacitate de calcul mai mare, siguranță în funcționare sporită, constrângeri privind timpul de răspuns.

În prezenta lucrare se consideră un sistem multiprocesor format dintr-un număr de procesoare identice conectate la o memorie comună. O particularitate a sistemului de operare al acestui calculator s-a considerat a fi posibilitatea de a executa în mod concurrent sarcini provenind de la același program (multitasking). Un program care face uz de această facilități este desemnat ca program paralel.

Studiul acestui sistem s-a făcut pe baza unui model de simulare și a urmărit determinarea capacității de trecere și a timpului de răspuns al sistemului în diferite condiții. S-a luat în considerare și un sistem fără multitasking, pentru a putea scoate în evidență influența acestei facilități.

2. Descrierea modelului întocmit și a experiențelor efectuate. Modelul de simulare dezvoltat pentru acest studiu [5] se bazează pe rețelele de evaluare propuse de Noe și Nutt [6, 7]. S-a considerat că rețelele de evaluare sînt metoda cea mai convenabilă pentru reprezentarea acțiunilor simultane care au loc în sistemele de operare ale calculatoarelor.

S-a preferat un model de simulare față de un model analitic datorită în special dificultăților în caracterizarea încărcării sistemului, adică a șirurilor de lucrări executate. Aceasta trebuie neapărat să conțină programe paralele cu diferite structuri, o cerință aproape imposibil de exprimat analitic. Este de asemenea mai ușor să se experimenteze diferite moduri de planificare a lucrărilor cu ajutorul unui model de simulare.

Modelul descrie trecerea programelor prin sistem, fără a lua în considerare în mod explicit regia de sistem. Această simplificare este justificată de scopul restrîns al modelului: să furnizeze informații despre influența lucrului în multitasking asupra timpului de răspuns, capacității de trecere a sistemului și utilizării resurselor. În plus, modelul a fost astfel construit, încît regia de sistem rămîne aproximativ constantă indiferent de modul de planificare a lucrărilor folosit.

Pentru caracterizarea încărcării sistemului s-au folosit date disponibile în literatura de specialitate [8] și s-au proiectat cîteva structuri de programe paralele considerate caracteristice pentru structurile care pot fi întîlnite în practică. So-

sirea lucrărilor în sistem are loc, conform unui proces aleatoriu Poisson, iar timpii de serviciu au fost considerați ca avînd o distribuție exponențială.

Sistemul studiat are configurația de bază reprezentată schematic în fig. 1. El permite deci utilizarea simultană a regimului de prelucrare în loturi și a regimului conversațional. S-a considerat însă în programele paralele sînt tratate numai în regimul de prelucrare în loturi. Această presupunere se justifică prin faptul că programele paralele necesită un volum mare de calcule, ceea ce ar înrăutăți inadmisibil timpul de răspuns pentru cererile de la terminale.

Sistemul de operare asigură programelor paralele o tratare prioritară față de celelalte lucrări din regimul de prelucrare în loturi. Componente ale sistemului de operare numite „coordonatoare” analizează relațiile dintre sar-

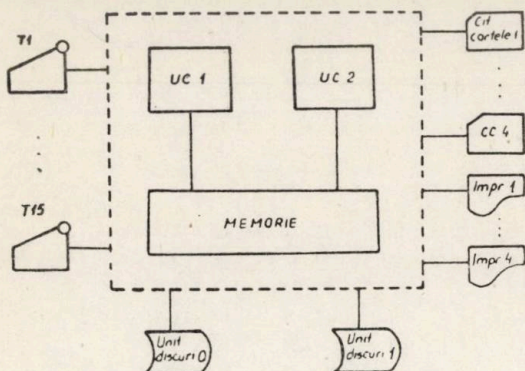


Fig. 1. Configurația de bază a sistemului multiprocesor studiat

cinile programelor paralele luate în lucru și determină care din acestea pot fi lansate la terminarea unei sarcini precedente.

Programul de simulare a fost scris în limbajul *SIMULA* [1, 3] și a fost executat pe un sistem de calcul *CDC CYBER 73* prevăzut cu două procesoare. Fiecare rulare a necesitat între 400 și 600 secunde de timp de unitate centrală. S-a urmărit obținerea următoarelor informații :

- histograme ale timpului de răspuns pentru cererile de la terminale, pentru lucrările „simple” de la prelucrarea în loturi și pentru programe paralele ;
- histograme ale timpului de așteptare în șirul UC pentru lucrările din cele trei categorii ;
- histograme ale timpului de execuție pentru fiecare categorie de lucrări ;
- date despre utilizarea resurselor ;
- timpul total simulat.

Au fost executate două serii de experiențe, menținându-se tot timpul aceeași încărcare a sistemului.

În prima serie de experiențe s-a urmărit determinarea influenței gradului de multiprogramare (reprezentat prin numărul de blocuri de control a sarcinilor, *BCS*) asupra timpului de răspuns și a capacității de trecere a sistemului, atât cu utilizarea lucrului în multitasking, cât și fără multitasking. Rezultatele obținute sînt prezentate în fig. 2.

În a doua serie de experiențe s-a folosit ca parametru numărul de procesoare (unități centrale) ale sistemului, menținându-se constant gradul de multiprogramare. S-au utilizat din nou cele două metode de planificare a lucrărilor. Rezultatelor acestor experiențe sînt redată în fig. 3.

Fiecare experiență a constat în simularea funcționării sistemului pînă la terminarea prelucrării a 80 de programe paralele. Pentru ca datele reprezentate în histograme să poată fi considerate drept valori valabile pentru funcționarea în regim staționar a sistemului, culegerea lor a fost începută numai după prelucrarea primelor 20 de programe paralele.

Consistența datelor obținute a fost verificată prin repetarea citorva experiențe, cu puncte diferite de start pentru generatoarele de numere aleatoare. Diferențele în rezultatele astfel obținute au fost nesemnificative (în limitele a 5%).

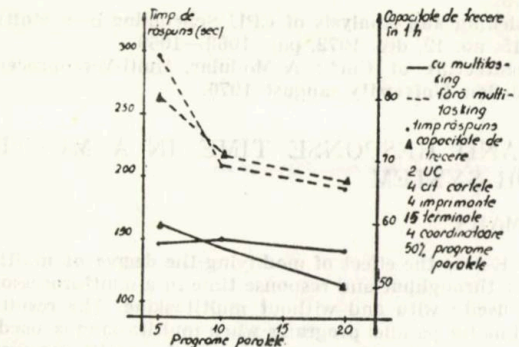
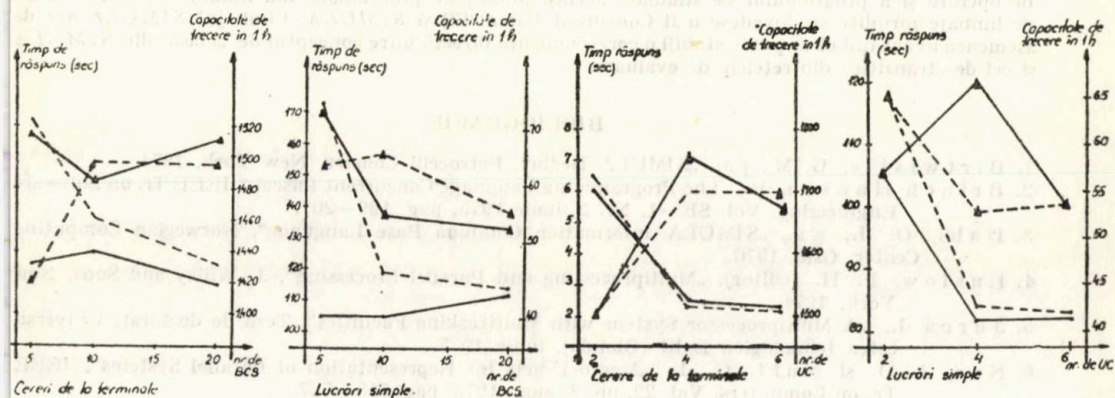


Fig. 2. Timpul de răspuns și capacitatea de trecere funcție de numărul de BCS.

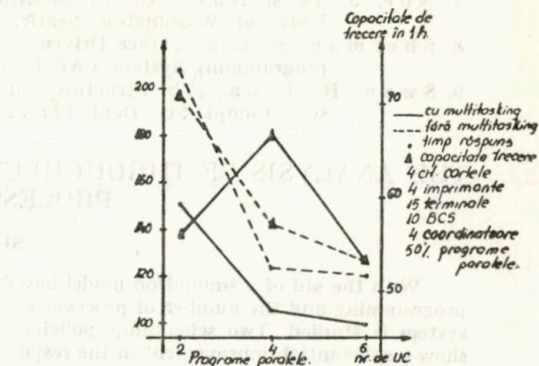


Fig. 3. Timpul de răspuns și capacitatea de trecere funcție de numărul de procesoare.

3. **Analiza rezultatelor obținute.** Un prim aspect demn de remarcat în compararea rezultatelor obținute cu cele două metode de planificare a lucrărilor este îmbunătățirea substanțială a timpului de răspuns pentru programele paralele în cazul când se folosește facilitatea de multitasking.

Pentru configurația sistemului folosită în prima serie de experiențe, îmbunătățirea timpului de răspuns se obține însă cu prețul unei utilizări mai scăzute a resurselor și a unei capacități de trecere mai reduse. În această serie de experiențe se mai observă o reducere generală a performanțelor cu creșterea numărului de BCS, când se folosește lucrul în multitasking. Aceasta se poate explica prin creșterea timpului cit un BCS trebuie să aștepte în șirul UC când raportul între numărul de BCS și numărul de UC este prea ridicat. Probabilitatea ca sarcini de la același program paralel să fie simultan în execuție într-un astfel de sistem este scăzută, întrucît prea multe sarcini sînt admise să concureze pentru o UC disponibilă.

O explicație posibilă a îmbunătățirii timpului de răspuns cu creșterea numărului de BCS când nu se lucrează cu multitasking este că probabilitatea ca un BCS să fie disponibil când o sarcină este gata pentru execuție crește proporțional cu numărul de BCS. În plus, nu există în acest caz mai multe sarcini de la același program paralel care să concureze una cu alta.

În a doua serie de experiențe, în configurația cu 4 procesoare, lucrul în multitasking se dovedește superior din toate punctele de vedere, ceea ce înseamnă că există un raport corespunzător între gradul de multiprogramare și numărul de UC. Rezultatele obținute pentru configurația cu 6 procesoare sînt mai puțin semnificative, întrucît pentru această configurație încărcarea folosită este insuficientă.

4. **Concluzii.** Rezultatele simulării au indicat că lucrul în multitasking produce întotdeauna o descreștere substanțială a timpului de răspuns pentru programele paralele. Când configurația sistemului și încărcarea sînt corect alese, se obține în plus prin multitasking o îmbunătățire a utilizării resurselor și a capacității de trecere, în comparație cu alte metode de planificare.

Relația între parametrii încărcării, configurația sistemului și metoda de planificare este, însă, foarte complexă și de aceea se cere ca fiecare sistem să fie studiat cu atenție înainte de a lua o decizie de schimbare a metodei de planificare sau a configurației sistemului.

În ceea ce privește tehnica de studiu, este avantajos să se utilizeze pentru scrierea sistemului de operare și a programului de simulare același limbaj de programare sau limbaje înrudite. Astfel de limbaje înrudite se dovedesc a fi Concurrent Pascal [2] și SIMULA. Limbajul SIMULA are de asemenea avantajul că se poate stabili o corespondență directă între conceptul de „clasă” din SIMULA și cel de „tranziție” din rețelele de evaluare.

BIBLIOGRAFIE

1. Birtwistle, G. M., ș.a., „SIMULA Begin”, Petrocelli Charter, New York, 1974.
2. Brinch Hansen, P., „The Programming Language Concurrent Pascal”, IEEE Tr. on Software Engineering, Vol. SE-1, Nr. 2, iunie 1975, pag. 199—207.
3. Dahl, O. J., ș.a., „SIMULA Information Common Base Language”, Norwegian Computing Center, Oslo, 1970.
4. Enslow, P. H. (editor), „Multiprocessing and Parallel Processing”, J. Wiley and Sons, New York, 1974.
5. Jurca I., „A Multiprocessor System with Multitasking Facilities”, Teză de doctorat, Universitatea tehnologică Delft (Olanda), iunie 1977.
6. Noe, J. D. și Nutt, G. J., „Macro E-nets for Representation of Parallel Systems”, IEEE Tr. on Computers, Vol. 22, no. 8, aug. 1973, pag. 718—727.
7. Noe, J. D. și Nutt, G. J., „Multiprogramming and Multiprocessing System Description”, Univ. of Washington, Seattle, 1973.
8. Sherman, S. ș. a., „Trace Driven — Modelling and Analysis of CPU Scheduling in a Multiprogramming System, CACM, vol. 15, no. 12, dec. 1972, pag. 1063—1069.
9. Swan, R. J. ș. a., „The Structure and Architecture of Cm*: A Modular, Multi-Microprocessor”, Comp. Sci. Dept. Carnegie-Mellon University, august 1976.

THE ANALYSIS OF THROUGHPUT AND RESPONSE TIME IN A MULTI-PROCESSOR SYSTEM

SUMMARY

With the aid of a simulation model based on E-nets the effect of modifying the degree of multiprogramming and the number of processors on the throughput and response time in a multiprocessor system is studied. Two scheduling policies are used: with and without multitasking. The results show a substantial improvement in the response time for parallel programs when multitasking is used. Multitasking can also lead to an improvement in all performance parameters of a multiprocessor when the workload, the degree of multiprogramming and the number of processors are correctly matched.

LIMBAJ PENTRU DESCRIEREA MODELELOR REALIZATE CU REȚELE DE EVALUARE

DE

PETRIU DORINA

1. **Introducere.** În contextul aplicării tot mai largi a metodelor de modelare și simulare pentru evaluarea performanțelor sistemelor de calcul, *Noe* și *Nutt* [1] au introdus în 1972 rețelele de evaluare. Acestea reprezintă o metodă de a construi modele sub formă de graf pentru sisteme complexe, în care se desfășoară mai multe activități în paralel. În [4] autorii propun un sistem de simulare care să efectueze în mod automat experiențe de simulare asupra modelelor realizate cu rețele de evaluare. În lucrarea de față se prezintă un exemplu de model realizat cu rețele de evaluare precum și elementele limbajului de descriere a modelelor în scopul acceperii lor de către sistemul de simulare propus în [4].

2. **Modele realizate cu rețele de evaluare.** Definiția completă a rețelelor de evaluare este dată în [1], [2]. În principiu, un model realizat cu rețele de evaluare este un graf ale cărui noduri sînt de două feluri: condiții și tranziții; arcele grafului leagă întotdeauna noduri de tipuri diferite. Rețeaua este străbătută de la un capăt la altul de către așa numitele „marcaje”, fiecare marcaj avînd asociat un vector de atribute. Orice condiție poate primi la un moment dat un marcaj, caz în care condiția devine îndeplinită. Tranzițiile provoacă avansarea marcajelor în rețea, într-un sens bine determinat, mutîndu-le din condiții de intrare în cele de ieșire. Această avansare se realizează în urma fazei active a tranzițiilor, care se declanșează după niște reguli bine determinate. Există cinci tipuri de tranziții primitive, descrise pe larg în [1] și [2].

Rețelele care modelează procese complexe devin prea ample și sînt dificil de urmărit. Pentru a obține o reprezentare mai concisă a unui model se pot forma „blocuri” compuse din mai multe condiții și tranziții primitive după niște reguli date, considerînd un asemenea bloc ca o entitate de bază numită „macro-condiție” sau „macro-tranziție”. În acest mod se obține macro-rețelele, care sînt structuri analoage rețelelor de evaluare, cu deosebirea că în construcția primelor, macro-condițiile și macro-tranzițiile joacă rolul condițiilor și tranzițiilor primitive. Cu alte cuvinte, o macro-rețea este o structură ce se obține printr-o „comprimare” formală a unei rețele de evaluare. În [1] și [2] se prezintă mai multe macro-condiții și macro-tranziții, regulile după care s-au format precum și descompunerea lor în condiții și tranziții primitive.

Un exemplu de macro-condiție frecvent folosită este cea care reprezintă un șir de așteptare Q_n . Acesta are proprietatea că acceptă maximum n marcaje simultan și are asociată o regulă de introducere — extragere din șir.

În [3] se prezintă modelele realizate cu macrorțele pentru sistemele IBM/360 și CDC-6400.

În cele ce urmează, se prezintă un model pentru tratarea cererilor I/E pentru disc, la calculatorul FELIX C-256, sub sistemul de operare SIRIS-3 (fig. 1). S-au utilizat următoarele notații pentru elementele grafului: cercuri pentru condiții, hexagoane pentru rezoluții, bare verticale pentru tranziții și elipse pentru macro-condițiile tip șir de așteptare. Elementele dinamice ale modelului, reprezentate prin marcajele care străbat rețeaua, sînt constituite de joburile care fac apel la disc. Fiecărui job i se asociază un set de atribute și anume: numărul jobului, momentul introducerii în șirul de așteptare pentru disc, timpul petrecut în șir, numărul total de cereri I/E la disc, numărul de cereri I/E tratate pînă în momentul respectiv, momentul terminării operației I/E . Unele din acest atribute se completează pe măsură ce marcajul parcurge rețeaua, constituind rezultate ale simulării.

În modelul din fig. 1 se consideră pentru simplificare că la o unitate de legătură UL sînt conectate două unități de discuri RDO și $RD1$. Operațiile I/E cerute pentru disc se împart în două categorii: transfer de date și poziționare. În primul caz se țin ocupate pe toată durata transferului atît discul cît și unitatea de legătură, iar în al doilea caz se eliberează unitatea de legătură după ce s-a transmis perifericului ordinul de poziționare. Se procedează astfel în scopul optimizării operațiilor I/E la disc, deoarece odată ce UL a fost ocupată pentru un periferic, celelalte trebuie să aștepte eliberarea ei.

3. **Descrierea modelului.** Pe baza analizei mai multor modele realizate cu rețele (precum cel prezentat în fig. 1), autoarea a stabilit elementele unui limbaj specializat pentru descrierea modelelor

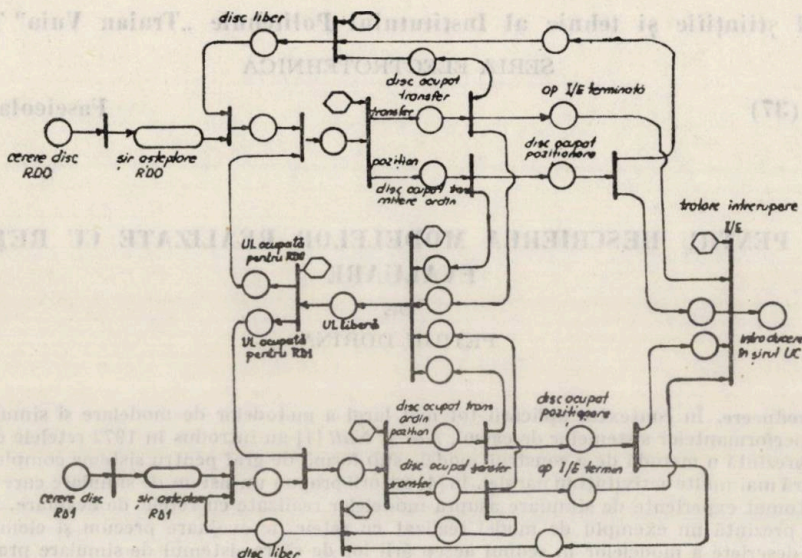


Fig. 1. Modelul desfășurării operațiilor I/E pentru disc la sistemul FELIX C-256.

în scopul simulării lor cu ajutorul sistemului prezentat în [4]. În continuare, se prezintă clasele de instrucții propuse și semnificația lor, fără a insista asupra aspectelor sintactice ale limbajului.

Instrucțiile se împart în două categorii principale: de declarare și executabile. Instrucțiile de declarare dau informații asupra elementelor rețelei și a modului de interconectare a lor: condiții, rezoluții, șiruri, tranziții. Tot în cadrul acestora intră instrucțiile de declarare a resurselor sistemului modelat. Instrucțiile executabile indică acțiunile care se efectuează în faza activă a tranzițiilor asupra marcajelor, rezoluțiilor, resurselor.

În general, instrucțiile sînt de forma:

<instrucție> → <etichetă> <cuv. cheie> <lista argumente> | <cuv. cheie> <lista argumente>

În continuare se prezintă informațiile transmise despre model cu ajutorul fiecărei instrucții în parte.

3.1. **Instrucții de declarare.** a) Declararea condițiilor. Se enumeră mnemonicicele tuturor condițiilor din rețea, specificînd pentru fiecare numărul de atribute pe care îl au marcajele acceptate de condiția respectivă.

<declarare cond> → <cuv. cheie> {<nume cond> <nr. atribute>}₁ⁿ

b) Declararea rezoluțiilor. Se indică toate rezoluțiile din cadrul modelului.

<declarare rezol> → {<cuv. cheie> {<nume rezol>}₁ⁿ}₀¹

c) Declararea șirurilor. Se enumeră toate șirurile indicînd pentru fiecare numărul maxim de marcaje acceptate și numărul de atribute ale acestora.

<declarare șir> → <cuv. cheie> {<nume șir> <nr. marcaje> <nr. atr.>}₁ⁿ

d) Declararea condițiilor periferice.

Se indică toate condițiile periferice precum și tipul lor (de intrare sau ieșire). Pentru cele de intrare se specifică și regula de apariție în timp a marcajelor (care poate fi deterministă sau aleatoare).

<decl. cond. perif. intrare> → <cuv. cheie> {<nume cond>}₁ⁿ

<generare marcaje> → <cuv. cheie> <nume cond> <nr. marcaje> <perioada> |

| <cuv. cheie> <nume cond> <nr. marcaje generate> <distribuție> <caracteristici>

<decl. cond. perif. ieșire> → <cuv. cheie> {<nume cond>}₁ⁿ

e) Declararea tranzițiilor. Pentru fiecare tranziție se specifică tipul (T, J, F, X sau Y) și se explicitează condițiile de la intrare, respectiv ieșire. De asemenea, se indică timpul cât durează faza activă și legea de variație a acestuia (constant sau variabil, determinist sau aleator). Fiecărei tranziții i se asociază și o procedură alcătuită din instrucțiunile prezentate în par. 3.2.

<decl. tranziție> → <nume tranz.> <tip> <lista cond. intrare> * <lista cond. ieșire>
<decl. timp> → <cuv. cheie> <const> | <cuv. cheie> <distribuție> <caracteristici>

d) Declararea resurselor. Se enumeră mnemonicele resurselor sistemului modelat. Pentru fiecare resursă declarată se rezervă o zonă în care se vor colecta, pe parcursul simulării, date referitoare la utilizarea acesteia.

<decl. resurse> → <cuv. cheie> {<nume resursă>}ⁿ₁

3.2. **Instrucțiunile executabile.** Instrucțiunile din această categorie indică acțiuni efectuate în faza activă a tranzițiilor.

a) Acțiuni asupra marcajelor. Marcajele sint mutate din condițiile de intrare în cele de ieșire și acest lucru trebuie indicat explicit dacă se acceptă tranziții cu mai multe condiții la intrare, respectiv la ieșire. De asemenea, valorile atributelor se pot modifica pe parcurs, indicind în acest caz regula respectivă.

<mutare marcaj> → <cuv. cheie> <nume cond. intr.> <nume cond. ieș.>
<modif. atribut> → <cuv. cheie> <nume cond> <nr. atribut> <expresie aritm. sau logică.>

b) Introducerea-extragerea din șir. Instrucțiunile care indică aceste operații trebuie să precizeze regula după care se face introducerea, respectiv extragerea. (FIFO, LIFO, după prioritate, etc). Aceste instrucțiuni mai au ca efect culegerea unor date referitoare la șir (durata momentană, medie și maximă de staționare în șir, numărul momentan, mediu și maxim de marcaje care așteaptă, etc).

<introducere> | <extragere> → <cuv. cheie> <nume șir> <criteriu> <lista rezult. standard>
<criteriu> → FIFO | LIFO | PRI <nr. atribut>

c) Poziționarea rezoluțiilor. Se indică rezoluția afectată și regula după care se stabilește valoarea atribuită.

<pozițion. rezol.> → <cuv. cheie> <nume rezol> <valoare>
<valoare> → <const> | <expresie>

d) Ocuparea-eliberarea resurselor. Se culeg date referitoare la utilizarea resurselor. (durată momentană, medie și maximă de ocupare, număr de cereri satisfăcute etc.).

<ocupare> | <eliberare> → <cuv. cheie> <resursă> <listă rezultate standard>

e) Marcarea timpului. Dacă se dorește să se determine cât timp se consumă pentru parcurgerea unei anumite porțiuni de model, se poate marca timpul momentan la intrare și la ieșire pentru fiecare marcaj, efectuându-se apoi calculele statistice dorite.

<marcare timp> → <cuv. cheie> <nume cond> * <nr. atribut>

f) Completarea histogramelor. Dacă se dorește să se determine frecvența de distribuție a unor fenomene din model, se pot declara la început limitele și numărul de clase dorit, iar în procedura unor tranziții corespunzător alese, să se plaseze instrucții de completare a histogramelor respective.

<complet histo> → <cuv. cheie> <nume histo> <argument>
<argument> → <nume cond> <nr. atribut> | <rezultat standard>

4. **Concluzii.** În lucrare se prezintă informațiile pe care trebuie să le primească sistemul de simulare descris în [4] despre modelele realizate cu rețele de evaluare, în scopul simulării lor pe calculator. Elementele limbajului au fost astfel alese, încât să permită o descriere cât mai simplă și fidelă a modelului și să faciliteze obținerea rezultatelor referitoare la performanțele sistemului modelat.

BIBLIOGRAFIE

1. Noe J. D. și Nutt G. J., „Macro E-nets for Representation of Parallel Systems“, IEEE Tr. on Computers, vol. 22, no. 8, 1973, pag. 718—727.
2. Nutt G. J. și J. D. Noe, „Some Evaluation Net Macro Structures“, R 73—01—07, Univ of Washington Seattle, 1973.
3. Noe J. D. și G. J. Nutt, „Multiprogramming and Multiprocessing System Description“, R 73—01—08, Univ of Washington, Seattle, 1973.
4. Soceneanu A., Petriu D., „Funcționarea automată a modelelor realizate cu rețele de evaluare“, Buletinul șt. și tehnic al IPT, Seria Electrotehnică fascicula 1—1978.

STRUCTURES LOGIQUES CELLULAIRES POUR LA GÉNÉRATION DES LOGARITHMES ET ANTILOGARITHMES BINAIRES

PAR

M. CIUGUDEAN

L'utilisation des logarithmes dans les ordinateurs a le but de remplacer les opérations arithmétiques compliquées et à grande durée (la multiplication, la division, le radical et l'exponentiel) par des opérations simples et courtes. On a démontré que ce sont les logarithmes binaires qu'on peut obtenir le plus facilement par des circuits logiques [1], [3]. Les logarithmes peuvent être utilisés seulement dans les unités arithmétiques à virgule flottante, à cause de leur valeur fractionnaire [4].

Les structures logiques cellulaires pour la génération des logarithmes et anti-logarithmes binaires proposées par Dean [1] comprennent des opérations répétées d'extractions de la racine carrée et d'élévation au carré ce qui conduit à une longue durée des calculs. L'algorithme proposé en [3], appliqué dans les structures logiques cellulaires spécialisées [2] permet d'obtenir une vitesse de calcul beaucoup plus élevée, ainsi qu'il devient avantageux de remplacer les opérations traditionnelles de multiplication et division par des opérations avec logarithmes [4]. Il en résulte quelques avantages supplémentaires : la possibilité d'effectuer aussi d'autres opérations câblées, la simplicité de la partie de commande de l'unité arithmétique, les avantages apportés par les structures logiques cellulaires en général.

Puisque la caractéristique du logarithme est obtenue très facilement de l'exposant du nombre représenté en virgule flottante il reste que les structures cellulaires génèrent la mantisse du logarithme ou la partie fractionnaire de l'antilogarithme.

L'algorithme [3] consiste dans une décomposition en facteurs uniques du nombre (noté par A) normalisé dans le domaine $1 \leq A < 2$:

$$A = \prod_{i=1}^{i=n} (1 + k_i 2^{-i}) \quad (1)$$

avec : n — égal ou plus grand que la quantité des bits du nombre A ,

$(1 + 2^{-i})$ — le „facteur“ d'ordre i ,

k_i — „coefficient d'agrandissement“ égal à 0 ou à 1 (il montre si le facteur d'ordre i fait partie ou non de la décomposition).

Le logarithme binaire de A est alors :

$$L = \sum_{i=1}^{i=n} k_i L_i \quad (2)$$

avec les constantes dénommées par „termes“ :

$$L_i = \log_2 (1 + 2^{-i}). \quad (3)$$

Lorsqu'il faut générer le logarithme il est donc nécessaire de déterminer d'abord les coefficients k_i ce que l'on fait successivement par la comparaison suivante :

$$\text{si } A \geq \left[\prod_{j=1}^{i-1} (1 + k_j 2^{-j}) \right] (1 + 2^{-i}), \text{ alors } k_i = 1 \quad (4)$$

si non, alors $k_i = 0$. Ainsi les valeurs des k_i sont déterminées par une multiplication et une comparaison mais, étant donnée la forme spéciale des facteurs, la multiplication devient une simple addition.

La génération du logarithme comprend alors deux phases :

- la décomposition en facteurs du nombre donné,
- l'addition des termes (les logarithmes des facteurs compris dans la décomposition), et peut être réalisée par le schéma de fig. 1.

A cause de l'apparition des erreurs dans le calcul du logarithme [5] il est nécessaire que les structures logiques opèrent avec des mots comprenant $n > m$ bits, où m représente la quantité de bits du nombre A qu'il faut logarithmer. Si l'on admet une erreur absolue maximale d'ordre inférieur à 2^{-m} au calcul du logarithme, alors les structures logiques cellulaires doivent opérer avec des nombres ayant $n = m + (5 \dots 6)$ bits pour $m = 19 \dots 32$.

Si c'est l'antilogarithme du nombre L qu'il faut générer, on utilise les mêmes relations (1) et (2) en sens inverse. On détermine d'abord les coefficients k_i , successivement, par la comparaison suivante :

$$\text{— si } L \geq \left[\sum_{j=1}^{i-1} k_j L_j \right] + L_i, \text{ alors } k_i = 1 \quad (5)$$

si non, alors $k_i = 0$. Donc les valeurs k_i sont déterminées par des additions et comparaisons. La génération de l'antilogarithme comprend deux étapes :

- la décomposition en termes du nombre donné,
- la multiplication des facteurs (les antilogarithmes des termes compris dans la décomposition).

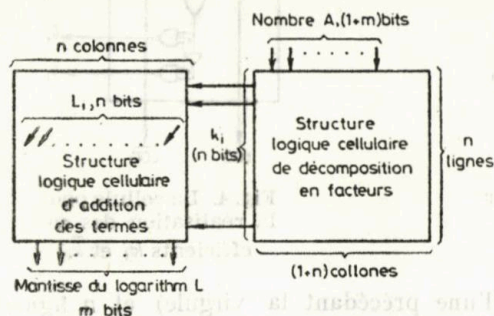


Fig. 1. Structures logiques cellulaires pour la génération du logarithme binaire.

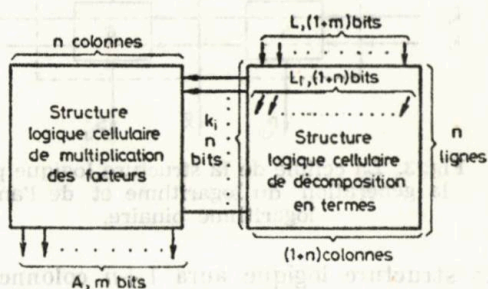


Fig. 2. Structures logiques cellulaires pour la génération de l'antilogarithme.

Ici les multiplications représentent aussi des simples additions. La génération de l'antilogarithme peut être réalisée par le schéma de fig. 2. Il faut aussi, à cause des erreurs de calcul, que les structures comprennent des circuits pour le traitement de n bits, l'opérande étant appliqué à l'entrée avec $m < n$ bits.

Les deux processus de génération du logarithme et de l'antilogarithme comprennent des opérations semblables. Il résulte alors des cellules semblables. La seule

différence entre les deux processus est introduite par le terme à comparer dans les opérations (4) et (5). Alors il est possible de superposer les deux paires des structures logiques cellulaires de fig. 1 et 2. Il est aussi indiqué de combiner les deux structures logiques résultées ci-dessus pour en obtenir une. La cellule commune a la forme de fig. 3.

L'entrée $\bar{X}_j$ représente le bit d'ordre j de la partie fractionnaire de l'opérande, $P_{i-1,j}$ et $S_{i-1,j}$ représentent les bits d'ordre j du produit et de la somme des relations (4) et (5), déterminés dans les cellules de la ligne antérieure de la structure. $P_{i-1,j-1}$ c'est le bit du produit de la ligne antérieure, déplacé avec i positions à droite, tandis que $L_{i,j}$ c'est le bit du terme L_i .

Les blocs 1 et 2 représentent des additionneurs, les blocs 3 et 4 réalisent, chacun la fonction de l'emprunt apparu pendant la comparaison de l'entrée $\bar{X}_j$ et de la somme $s_{i,j}$ ou $s'_{i,j}$, la quelle a une expression de la forme :

$$I_{i,j} = \bar{X}_j (s_{i,j} + I_{i,j+1}) + s_{i,j} I_{i,j+1}. \quad (6)$$

Les blocs 5 et 6 réalisent la valeur du bit j du produit et de la somme qu'il faut transmettre vers la ligne suivante de la structure. Les fonctions logiques qu'ils accomplissent sont :

$$P_{i,j} = P_{i-1,j} \bar{k}_i + s_{i,j} k_i \quad (7)$$

$$S_{i,j} = S_{i-1,j} \bar{k}_i + s'_{i,j} k_i. \quad (8)$$

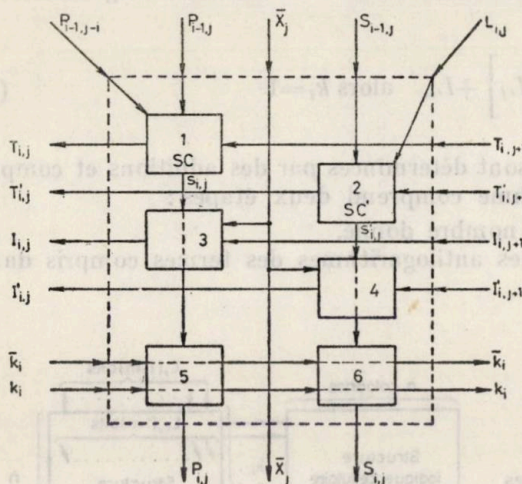


Fig. 3. La cellule de la structure logique pour la génération du logarithme et de l'antilogarithme binaire.

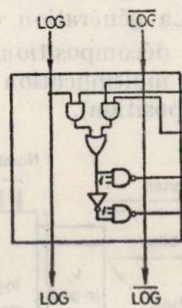


Fig. 4. La cellule pour la réalisation des coefficients k_i et $\bar{k}_i$.

La structure logique aura $1+n$ colonnes (l'une précédant la virgule) et n lignes obtenues par l'interconnexion régulière des cellules du type présenté dans la fig. 3. A gauche de la première colonne il est nécessaire une autre colonne formée par des cellules du deuxième type (Fig. 4) qui réalisent les coefficients k_i et $\bar{k}_i$ pour chaque ligne de la structure.

La fonction logique réalisée par cette cellule pour la sortie $\bar{k}_i$ c'est :

$$\bar{k}_i = I_{i,0} \text{LOG} + I'_{i,0} \overline{\text{LOG}} \quad (9)$$

où : $\text{LOG}=1$ pour la génération du logarithme et $\overline{\text{LOG}}=1$ pour la génération de l'antilogarithme.

La durée des opérations réalisée par la structure logique dépend du temps de propagation des niveaux logiques à travers les cellules et de la valeur de l'opérande. La durée de la génération du logarithme est la plus grande lorsque $A=1,01100 \dots 00$. On a vérifié cela par la simulation de la structure logique sur l'ordinateur pour $n=28$ bits et en considérant que les cellules sont réalisées en technologie TTL. Il résulte une durée :

$$t_{\log \max} = 523 t_p \quad (10)$$

où t_p c'est le temps de propagation typique des circuits logiques NON, NON-ET, ou ET-OU.

La durée de la génération de l'antilogarithme est maximale pour l'opérande $L=L_5+L_6$ et, dans les mêmes conditions, on obtient :

$$t_{\text{alog max}} = 568 t_p. \quad (11)$$

La réalisation pratique de la structure logique cellulaire pour la génération du logarithme et de l'antilogarithme est une problème d'avenir. Il est possible d'appliquer l'intégration à moyenne échelle au niveau de la cellule ou l'intégration à l'échelle extralarge au niveau de toute la structure.

L'utilisation de cette structure conduit à la réalisation d'une unité arithmétique à virgule flottante plus simple, au moins deux fois plus rapide qu'une unité classique et la quelle peut exécuter quelques opérations câblées supplémentaires [4].

BIBLIOGRAPHIE

1. K. I. Dean, A fresh approach to logarithmic computation. Electronic Engineering, vol. 41, No. 494, 1969.
2. M. Ciugudean, Structuri logice celulare de logaritmare și antilogaritmare pentru un dispozitiv aritmetic cu virgulă mobilă. Referat pentru doctorat, Institutul politehnic Timișoara, septembrie 1970.
3. M. Ciugudean, Algoritm de calcul al logaritmilor și antilogaritmilor binari utilizabil în calculatoarele electronice, Automatica și electronica nr. 3, 1972.
4. M. Ciugudean, Algoritmi pentru un operator aritmetic cu virgulă flotantă logaritmice. Sesiunea de comunicări științifice în domeniul calculatoarelor. Institutul politehnic Timișoara 1974.
5. M. Ciugudean, Șiruri de constante utilizate la calculul logaritmilor și antilogaritmilor binari. Buletinul științific și tehnic al IPT, fasc. 1, 1978.

TEHNICA DE IMPLEMENTARE A SUBROUTINELOR RECURSIVE ÎN LIMBAJUL ASSIRIS

DE

V. CREȚU

1. Introducere. Deși cunoscută ca un concept fundamental în matematică, recursivitatea e cunoscută mai puțin în programare, ea figurind în acest context odată cu apariția unor limbaje de nivel superior (ALGOL 60, PASCAL).

Recursivitatea este strîns legată de iterație și pentru a nu da naștere unor confuzii în continuare vom încerca să definim cele două concepte din punct de vedere al tehnicilor de programare.

Iterația, este executarea repetată a unei porțiuni de program pînă în momentul în care se îndeplinește o condiție ; fiecare execuție se duce pînă la capăt, se verifică îndeplinirea condiției și la un răspuns nesatisfăcător se reia execuția de la început. În contrast cu aceasta, în cadrul recursivității, condiția e verificată în cursul execuției (nu la sfîrșitul ei ca la iterație), și în caz de rezultat nesatisfăcător, întreaga porțiune de program e apelată din nou ca subrutină a ei însăși, în particular ca subrutină a porțiunii de program originale, care încă nu și-a terminat execuția.

În momentul satisfacerii condiției de revenire, se reia execuția programului original exact din punctul în care el s-a apelat pe el însuși. Se precizează că revenirea în programul apelant are loc oricum (este vorba de salturi cu revenire), satisfacerea condiției sus amintite precizînd doar momentul în care această revenire va avea loc.

Se observă că recursiunea presupune un autoapel repetat (self-nesting) [1], autoapel determinat de satisfacerea condiției originale.

În prezent, există limbaje evoluante care admit recursivitatea ca de exemplu ALGOL 60 sau PASCAL. Aceste limbaje sesizează încă din faza de compilare existența recursivității și generează cod obiect adecvat acestei stări de lucruri. Alte limbaje, ca de exemplu FORTRAN-ul nu admit recursivitatea.

Prezenta lucrare își propune să prezinte o tehnică de implementare a subrutinelor recursive. Partea originală a lucrării constă în conceperea subrutinelor care asigură păstrarea evidenței apelurilor și revenirilor, precum și ai parametrilor actuali ai fiecărui apel.

2. Generalități. În programare, recursivitatea se referă la modul în care o subrutină se poate apela pe ea însăși în cursul execuției înainte de a-și fi terminat execuția codului obiect, sau mai general la modul în care mai multe subrutine se pot apela unele pe altele înainte ca ele să-și fi terminat fiecare în parte execuția.

Precizăm că aceste apeluri trebuie să aibă loc conform unor algoritmi corect definiți, în caz contrar existînd pericolul ciclărilor în bucle închise. În acest sens, un rol deosebit revine alegerii juste a condițiilor de revenire și a înlănțuirii corecte a acestora.

Se remarcă mai multe cazuri :

A) Subrutina *A* apelează subrutina *B* ; aceasta în cursul execuției cheamă subrutina *C* și așa mai departe. Terminarea execuției ultimei subrutine apelate sau îndeplinirea condiției care precizează sfârșitul execuției acesteia, provoacă revenirea în subrutina apelantă, care la rândul ei la terminare revine în subrutina apelantă ș.a.m.d. (fig. 1).

Acest caz nu este specific subrutinelor recursive ci el caracterizează apelurile în cuib (nesting-ul). De asemenea nu e necesară prezența unor condiții speciale de revenire deoarece terminarea execuției ultimei subrutine (*C*) în mod automat provoacă revenirea în *B* ș.a.m.d.

```

procedure A ;
begin
  procedure B ;
  begin
    procedure C ;
    begin
      end ;
    C ;
  end
  B ;
end ;

```

Fig. 1.

B) Subrutina *A* se apelează pe ea însăși de un număr oarecare de ori înainte de a-și fi terminat execuția propriului său cod obiect. Numărul de apeluri e determinat de satisfacerea condiției COND, care determină terminarea execuției (fig. 2).

```

procedure A
begin
  (COND)
  A ;
end ;

```

Fig. 2.

Terminarea execuției ultimului apel din lanț, deci satisfacerea condiției COND, provoacă revenirea în apelul anterior a cărui terminare provoacă același lucru ș.a.m.d.

Spre deosebire de cazul anterior, acesta e un caz specific de recursivitate. Se observă că prezența condiției COND e absolut necesară, absența ei provocând buclarea la infinit.

C) Cazul cel mai general e acela în care un lanț de apeluri se cheamă recursiv pe el însuși.

În acest caz terminarea execuției lanțului provoacă revenirea în subrutina chemătoare *C*, deci reluarea execuției lui. Aceasta se produce pînă în momentul rezolvării satisfăcătoare a tuturor condițiilor de terminare (fig. 3).


```

procedure A ;
begin
  procedure B ;
  begin
    procedure C ;
    begin
      (COND)
      A ;
    end ;
  end ;
end ;
B ;
end

```

Fig. 3.

În sensul fundamentării matematice a afirmațiilor de mai sus se consideră definită mulțimea $\mathfrak{A}$ care are următoarea structură :

$$\mathfrak{A} = \{R, S_1, S_2, \dots, S_n\} \quad \text{pt } n > 0$$

unde R este rădăcina programului $\mathfrak{A}$, iar S_i sînt subrutinele sale specifice.

Vom defini mulțimea $\mathfrak{A}_1$ ca submulțime a lui $\mathfrak{A}$ și anume o mulțime a subrutinelor programului $\mathfrak{A}$.

$$\mathfrak{A}_1 \subset \mathfrak{A} \setminus \{R\}.$$

Pe această submulțime se definește relația $\mathcal{A}$ (apel cu revenire), relație care este adevărată în cazul în care o subrutină apelează pe alta.

$$A \mathcal{A} B \text{ def } \{A \text{ apelează } B \mid A, B, \in \mathfrak{A}_1\}.$$

Se observă imediat că relația astfel definită are proprietatea de tranzitivitate, ceea ce s-ar exprima formal astfel :

$$A \mathcal{A} B \wedge B \mathcal{A} C \Rightarrow A \mathcal{A} C \text{ pentru } A, B, C \in \mathfrak{A}_1.$$

Prin generalizarea acestei relații [3] se obține relația care se numește închiderea tranzitivă a relației, definită în modul următor :

$$A \mathcal{A}^+ A \text{ def } \exists n \{A \mathcal{A}^n A, n \geq 1\}.$$

S-a definit această relație deoarece închiderea tranzitivă calculată pentru o subrutină oarecare poate preciza faptul că respectiva subrutină e recursivă sau nu și anume :

— subrutina $A \in \mathfrak{A}_1$ este recursivă dacă pentru subrutina A avem :

$$\{A \mathcal{A}^+ A \mid A \in \mathfrak{A}_1\}.$$

Pentru exemplificare vom considera următoarea secvență de program (fig. 4) :

procedure A ;

begin

procedure B ;

begin

A ;

end ;

(COND)

B ;

end ;

Fig. 4.

Pentru această secvență se pot construi relațiile $A \mathcal{Q} B$ și $B \mathcal{Q} A$; calculând închiderea tranzitivă $\mathcal{Q}^+$ rezultă că atât relația $A \mathcal{Q}^+ A$, cât și $B \mathcal{Q}^+ B$ sînt adevărate. În concluzie atât subrutina A cât și subrutina B sînt recursive.

Relația $\mathcal{Q}^+$ în forma în care a fost definită poate fi utilizată la determinarea comportamentului unei subrutine din punct de vedere al recursivității. Trebuie să precizăm că relația $\mathcal{Q}^+$ înglobează atât apelurile cât și revenirile, întrucît ea a fost definită ca apel cu revenire.

3. Implementare. În scopul implementării subrutinelor recursive în limbajul ASSIRIS au fost concepute două subrutine specifice numite INTRARE și IEȘIRE. Aceste subrutine au ca element de lucru o stivă în care se vor păstra adresa de revenire în programul apelant și valorile parametrilor din momentul apelului.

Aceste informații vor fi depuse în stivă la fiecare apel, de către subrutina INTRARE, codul obiect al subrutinelor apelate conținînd în mod obligatoriu la început saltul :

BAL, 8

INTRARE

Acest salt e urmat de codul obiect al subrutinei propriu-zise, ieșirea din subrutină avînd loc în momentul terminării ei normale, sau îndeplinirii condiției de revenire și realizîndu-se prin saltul :

BRU

IEȘIRE

Subrutina IEȘIRE restaurează din stiva de lucru, valorile parametrilor din momentul apelului și asigură automat revenirea în programul apelant.

Implementarea propriu-zisă în limbajul ASSIRIS a subrutinelor recursive nu ridică probleme deosebite în accepțiunea corectitudinii algoritmului implementat. Subrutinele se apelează unele pe altele prin apelativul

BAL, 8

XXXX

după ce în prealabil au pregătit fie într-o zonă de memorie fie în registre parametrii de apel ; modalitățile de transmitere ale parametrilor vor fi discutate mai pe larg în continuare.

Pe parcursul reluării programului și executării lanțului de apeluri apar probleme legate de parametrul formali și actuali ai fiecărui apel.

Pentru rezolvarea acestei probleme se propun două modalități de transmitere a parametrilor fiecare dintre ele necesitînd subrutine INTRARE, IEȘIRE specifice.

1. Folosirea unor registre generale în transmiterea parametrilor actuali caracteristici fiecărui apel, registre ale căror conținut va fi salvat în stiva de lucru de către subrutina INTRARE imediat după apel și restaurat nealterat în momentul revenirii din apel de către subrutina IEȘIRE.

O limită a acestui procedeu e aceea că fiecărei subrutine indiferent de numărul de parametri pe care îi folosește, în stiva de lucru i se va rezerva o zonă egală cu numărul maxim de parametri necesari în cazul celui mai complex apel.

STIVA

pointer în stivă
REVENIRE
param. 1
param. 2

param. n
REVENIRE
.
.
.
REVENIRE
param. 1

param. n
zonă liberă
~~~~~

zona apel  
1

zona apel  
2

zona apel  
m-1

zona apel  
m (ultimul  
apel)

pointer în stivă
REVENIRE
param. 1
param. 2
-----
adresa ADR 1
lungime 1
REVENIRE
.
.
.
REVENIRE
param. 1
-----
param. J
adresa ADR 2
lungime k
zonă liberă
~~~~~

Fig. 5.

Fig. 6.

Subrutinele în cauză (apelant și apelat) își vor stabili o modalitate comună de recunoaștere a parametrilor (de exemplu după registrul în care apar), modalitate care diferă în funcție de cuplurile apelant-apelat.

Acest mod de transmitere a parametrilor, deși e rapid și comod, e limitat ca număr de parametri de transmis, de disponibilitatea relativ restrînsă a registrelor generale.

Structura stivei de lucru a subrutinelor INTRARE, IEȘIRE pentru acest caz este cea din figura 5.

2. Folosirea unor zone de memorie în transmiterea parametrilor actuali ai subrutinei apelate. În acest caz pentru apelarea unei subrutine recursive se va folosi următoarea secvență :

LD4I, 6	ADR
LD4I, 7	LUNG
BAL, 8	XXXX

unde : ADR e adresa zonei de parametri

LUNG e lungimea acestei zone

XXXX numele subrutinei apelate.

Înainte de a se face apelul, în zona ADR trebuie să pregătite valorile parametrilor pentru apel.

Subrutina INTRARE va muta zona ADR în stiva de lucru, memorând astfel valorile parametrilor din momentul apelului și va da curs execuției subrutinei apelate care va putea folosi și modifica (eventual pentru un nou apel) parametrii transmiși.

La revenirea în subrutina chemătoare, zona ADR va fi restaurată, parametrii vor avea valorile din momentul apelului fiind apti pentru o nouă prelucrare. Structura stivei prelucrate de subrutinele INTRARE, IEȘIRE în acest caz este cea din figura 6.

Se precizează că ambele modalități de transmitere a parametrilor între apelurile succesive ale aceleiași subrutine sau între apelurile unor lanțuri de subrutine, se referă doar la parametrii specifici care caracterizează fiecare apel în parte și nu la parametrii generali pentru care nu e necesar să se creeze zone de lucru temporare.

În scopul ilustrării celor expuse, vom folosi un algoritm preluat din literatura de specialitate [2], care își propune să transforme expresiile aritmetice scrise în forma normală în notatie poloneză (postfix). Algoritmul este prezentat în fig. 7 și el a stat la baza implementării subrutinelor recursive în limbajul ASSIRIS pe calculatoare din familia FELIX.

Programul principal își propune să analizeze o expresie aritmetică; în acest sens, inițial se intră în subrutina EXPRESIE care la rândul ei apelează subrutina TERMEN care sare în FACTOR. Subrutina FACTOR se poate termina (dacă s-a găsit un identificator) caz în care se revine în subrutina TERMEN și din aceasta în EXPRESIE, sau poate apela din nou subrutina EXPRESIE și ciclul descris mai sus se reia. La încheierea noului ciclu EXPRESIE, se revine în subrutina FACTOR apelantă, aceasta revenind pe calea sus amintită. Precizăm că lanțul descris e un lanț simplu de apeluri, analiza unei expresii putând cuprinde un număr cu atât mai mare de interapeluri cu cât expresia pe care ne-am propus-o spre analiză e mai complicată.

Subrutina INTRARE e apelată ori de câte ori se intră într-o subrutină. Ea salvează registrul care conține adresa de revenire și informații utile care aparțin

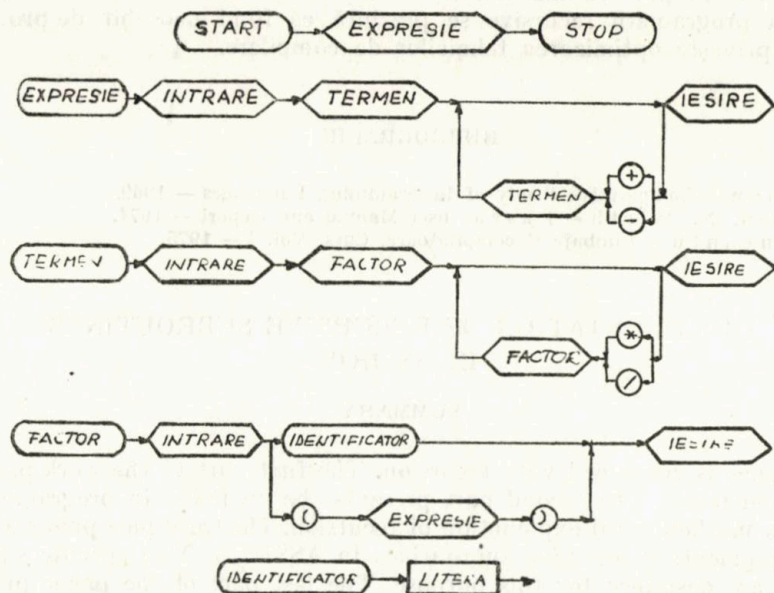


Fig. 7.

rutinei chemătoare (în cazul de față operatorul (+, -, *, /)). Stiva pe prima poziție conține un pointer al ocupării sale care e actualizat după fiecare intrare sau ieșire din stivă (fig. 8).

Subrutina IEȘIRE e apelată la îndeplinirea condițiilor de terminare ale rutinei care a rulat curent, asigurând revenirea la programul chemător căruia îi restituie

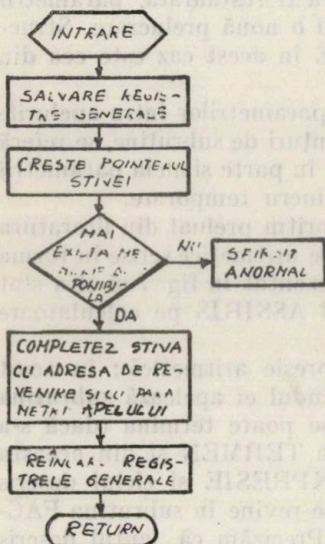


Fig. 8.

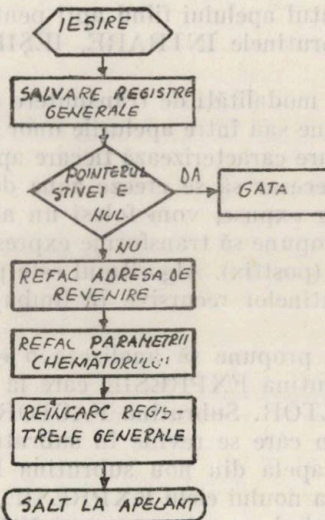


Fig. 9.

implementat este foarte scurt, deosebit de simplu și rezolvă expresii oricât de complicate. Singurul element care își mărește volumul pe măsura creșterii complexității expresiei analizate este stiva.

Tehnica mai sus prezentată a fost utilizată de autor în mai multe aplicații care se pretează unor analize recursive cu rezultate deosebite. Implementarea ei este relativ simplă în accepțiunea co-

rectitudinii algoritmului de implementat și se rezumă la utilizarea în plus a subrutinelor INTRARE, IEȘIRE specifice modului de transmitere al parametrilor care a fost ales de utilizator.

Pe viitor ne propune să îmbunătățim și să perfecționăm această tehnică, deoarece metodologia programării recursive se prezintă ca fiind deosebit de promițătoare în ceea ce privește optimizarea tehnicilor de compilare.

BIBLIOGRAFIE

1. B. Higman — Comparative Study of Programming Languages — 1969.
2. K. Jensen, N. Wirth — Pascal user Manual and Report — 1974.
3. A. Soceneanțu — Limbaje și compilatoare, Curs, Vol. I — 1975.

IMPLEMENTATION OF RECURSIVE SUBROUTINES IN ASSIRIS

SUMMARY

This paper is concerned with recursion. The first part of the work presents the concept of recursion. The second part presents the recursion in programming, and introduces a mathematical explanation of recursion. The third part presents a technique for implementing recursive subroutines in ASSIRIS. Two specific subroutines and a stack are described for this purpose. The last part of the paper presents an example of the proposed implementation mode.

INTERFAȚA PENTRU IMPRIMANTĂ NUMERICĂ

DE

AL. ROGOJAN, CR. STRUGARU, M. STRATULAT

Introducere. Imprimanta posedă un tambur pe suprafața căruia se găsesc 15 rinduri cu caractere, după generatoare. În fiecare rind se află același caracter de 13 ori (13 piste). Caracterele aflate pe cele 13 generatoare sînt cifrele de la 0 la 9, punctul și alte două caractere aparte. Acestea din urmă se pot obține la comandă specială. Tamburul cu caracterele se rotește în permanență.

Imprimanta furnizează la o ieșire un semnal R la fiecare tură și la o altă ieșire semnalul T format din perechi de semnale TP și TL , care corespund, fiecare pereche, poziției cînd generatoarea pentru un caracter se găsește în dreptul ciocănelului de imprimare. Semnalele servesc la sincronizarea funcționării interfeței cu funcționarea imprimantei.

Imprimanta poate imprima caracterele cu tuș negru sau, cînd e cazul, cu tuș roșu. Imprimanta posedă 13 electromagneți pentru acționarea ciocănelului, un electromagnet pentru înaintarea hîrtiei și a panglicii tușate și un alt electromagnet pentru deplasarea panglicii în vederea imprimării în roșu.

Tamburul imprimantei face o tură în 325 ms, iar deplasarea hîrtiei durează cca 85 ms.

În cele ce urmează dorim să prezentăm metoda de elaborare a schemei interfeței

Descrierea funcționării interfeței. Ținînd seama de construcția imprimantei și de semnalele pe care ea le furnizează, precum și de faptul că legătura între calculator și interfață vrem să o facem cu fire puține, elaborăm următorul mod de funcționare al interfeței.

Calculatorul va lucra cu interfața printr-un subprogram, care va avea o primă instrucție, prin care se inițializează circuitele (AZP). Subprogramul va mai conține instrucția pentru formarea unei bucle de așteptare (OFA) și o instrucție prin care se trimite informație în interfață ($EXTR$) și care, dă un impuls de comandă în circuitele interfeței ($IPEXT$). De asemenea va mai conține și instrucțiile necesare schimbării adresei, precum și pentru revenirea la programul principal. Interfața permite, astfel, atît modul de lucru prin program și buclă de așteptare, cît și prin intermediul posibilităților de întrerupere ale calculatorului. Acesta din urmă duce la economie de timp. Încetarea tipăririi, atunci cînd ceea ce a fost de tipărit a fost efectuat în întregime, se poate face prin aceea că se numără cantitatea caracterelor imprimate și cînd acestea s-au terminat se sare la o instrucție ($INSTR$), care aduce un bistabil de lucru (BL) al interfeței pe zero. Aducerea pe unu a bistabilului se face cu instrucția AZP . Bineînțeles că pentru această funcționare subprogramul de tipărire va trebui să aibă o adresă la care, programul principal, va introduce numărul de caractere ce urmează a fi tipărite.

Bistabilul BL va fi astfel construit încît, la conectarea la rețea, el să se așeze în mod sigur pe poziția zero. Semnalul corespunzător se notează în ecuații cu INT . BL va fi adus la unu cu ocazia inițializării schemei și va fi pus din nou pe zero la terminarea

tuturor caracterelor ce trebuiesc tipărite și al căror număr a fost introdus în subprogram de către programul principal.

Dacă dorim, spre exemplu, (cum e cazul la testorul de baterii căruia, îi este destinată interfața), să tipărim numere cu câte 4 caractere (o cifră întreagă, virgula și două cifre zecimale) vom aduce în interfața imprimantei, într-un registru tampon *RT*, pe rând, cele 4 tetrade corespunzătoare. Registrul *RT* va avea prin urmare 16 ranguri. Aducerea se va face în perioada primei rotații a tamburului ce are loc după primul semnal *R* ce apare după *AZP*. În acest prim ciclu, prin care se înțelege timpul unei rotații a tamburului, se va executa deci : aducerea informației din calculator în *RT*, înaintarea hîrtiei cu un rând și înaintarea panglicii, precum și, dacă este necesar, deplasarea panglicii pentru a se tipări în roșu. Acest ciclu va trebui să poată fi deosebit de următorul. La următorul ciclu, adică acela care începe la al doilea impuls *R* de după *AZP*, se va face tipărirea caracterelor. Aceasta se va face în felul următor : În perioada primului caracter (între *TL12* și *TP0*) se va face compararea celor 4 tetrade din *RT*, pe rând, cu conținutul unui numărător (*NC*), care arată ce caracter de pe tambur se află în dreptul ciocănelului. Dacă una sau mai multe tetrade corespund caracterului aflat în dreptul ciocănelului, cite un bistabil corespunzător coincidențelor rezultate se așează pe unu. Explorarea aceasta se face pe intervalul de timp de 5,5 ms dintre semnalele *TL12* și *TP0*. În intervalul dintre *TP0* și *TL0* de cca 16 ms se tipăresc caracterele zero, pentru care au fost aduse, în timpul explorării, bistabilele pe 1. Cu ajutorul impulsului *TP0* se avansează numărătorul pentru caractere (*NC*) cu unu și după *TL0* va începe din nou explorarea și tipărirea caracterului 1 (cifră zecimală) dacă ea există în numărul nostru ș.a.m.d.

Blocurile necesare. Pentru realizarea proceselor de mai sus interfața trebuie să se compună din următoarele blocuri.

1. Un registru tampon *RT*, în care se primește informația din calculator (Fig. 1).
2. Un numărător de primire *NP* și decodificatorul corespunzător cu 4 ieșiri. Impulsul de numărare va fi primit de la instrucția *EXT* din calculator. Numărătorul și decodificatorul vor deschide pe rând 4 grupe de circuite *SI*, prin care informația din calculator va trece în cele 4 grupe de câte 4 bistabile a registrului *RT* (Fig. 1).
3. Un numărător de caractere *NC* și schema de coincidență *CO*. Numărătorul *NC* numără generatoarele cu caractere de pe tambur. El va arăta ce generatoare cu caractere se găsește în dreptul ciocănelului. Numărătorul *NC* va fi adus la zero de către semnalul *R*, iar semnalul de numărare va fi dat de către impulsurile *TP*.
- Schema de coincidență *CO* va da un semnal la ieșire atunci cînd există coincidență între conținutul numărătorului *NC* și una din cele 4 grupe ale registrului *RT*, explorate pe rând (Fig. 1).
4. Un grup de 4 bistabile *BC* pentru ciocănele, împreună cu 4 circuite *SI* de putere pentru alimentarea electromagneților ciocănelului. Bistabilele *BC* se așează pe 1, individual, cînd schema de coincidență sesizează coincidența (Fig. 1).
5. Un numărător de explorare *NE*, cu decodificatorul corespunzător, și un generator de tact *GT*. Acest numărător împreună cu decodificatorul, care are 4 ieșiri, permit explorarea pe rând, prin intermediul a 4 grupe de câte 4 circuite *SI*, a celor 4 grupe de câte 4 bistabile din registrul *RT*. Astfel se face, prin schema de coincidență, compararea conținutului registrului *RT* cu conținutul lui *NC*. Tot acest numărător cu decodificatorul său permite aducerea pe rând a bistabilelor *BC* pe 1, dacă eventual a apărut coincidența. *NE* trebuie să fie astfel construit încît să numere impulsurile, date de generatorul de tact, începînd din starea *O* și să se oprească cînd a ajuns într-o anumită stare, după ce decodificatorul a scos pe rând potențial ridicat la 4 ieșiri. În starea „oprit“ a numărătorului decodificatorul trebuie să aibă toate cele 4 ieșiri pe *O*. Numărătorul *NE* poate funcționa din nou după aducerea lui pe *O*.

Generatorul de tact trebuie să aibă frecvența de repetare a impulsurilor așa fel încât explorarea celor 4 grupe din RT și aducerea bistabilelor BC pe 1 să se facă în intervalul de 5,5 ms dintre impulsurile TL_{n-1} și TP_n (Fig. 1).

6. Un grup de 8 bistabile după cum urmează :

— Un bistabil B necesar pentru separarea la două ieșiri distincte a impulsurilor TL și TP.

CIRCULAȚIA INFORMAȚIEI

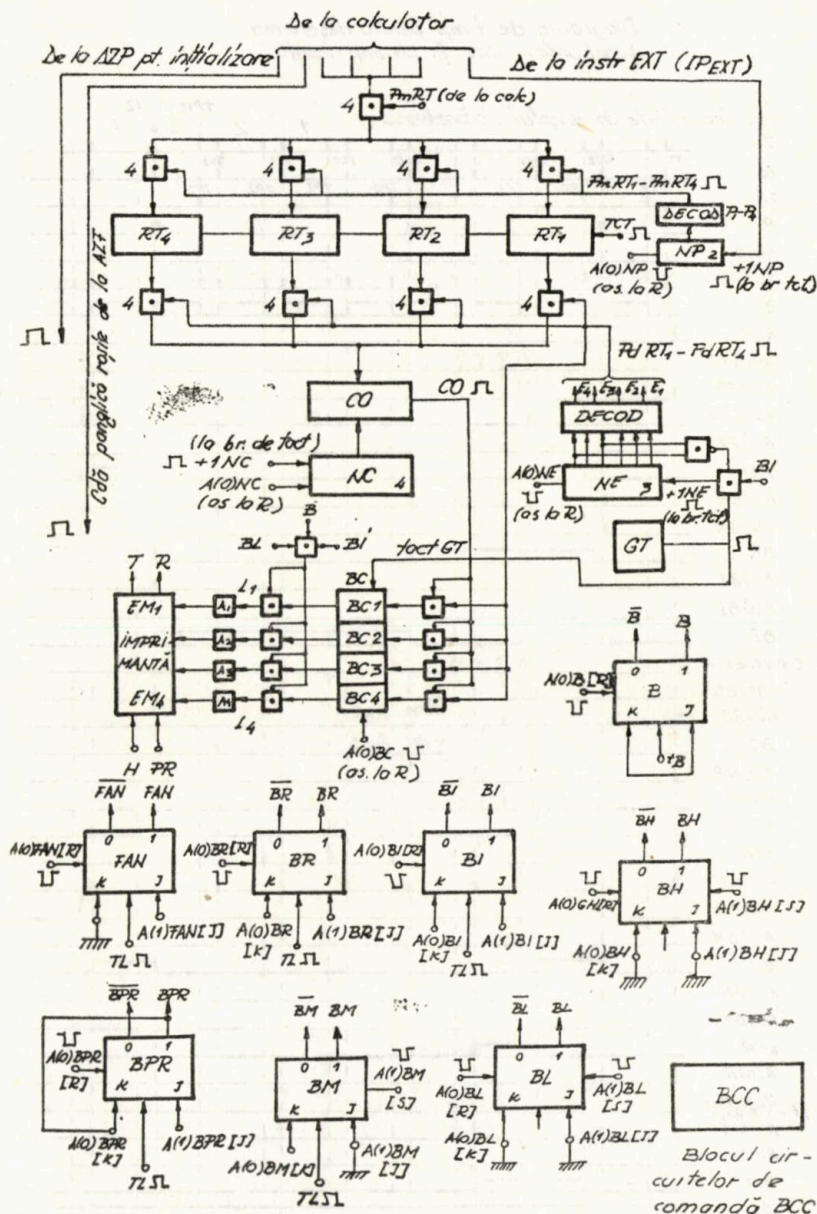


Fig. 1.

— Un bistabil FAN , necesar pentru anunțarea calculatorului că interfața poate primi informație, respectiv pentru formularea cererii de întrerupere către calculator.

— Un bistabil BR și unul BI , cu ajutorul cărora se face ca primul ciclu, între două impulsuri R , apărut după o intervenție a calculatorului (aparitia lui AZP) să fie destinat primirii informației de la calculator și deplasării hirtiei, iar următorul ciclu să fie destinat tipăririi. Bistabilul BR va fi adus la zero la punerea sub tensiune a imprimantei.

Diagrama de timp pentru descrierea
funcționării interf. ptr. imprimantă.

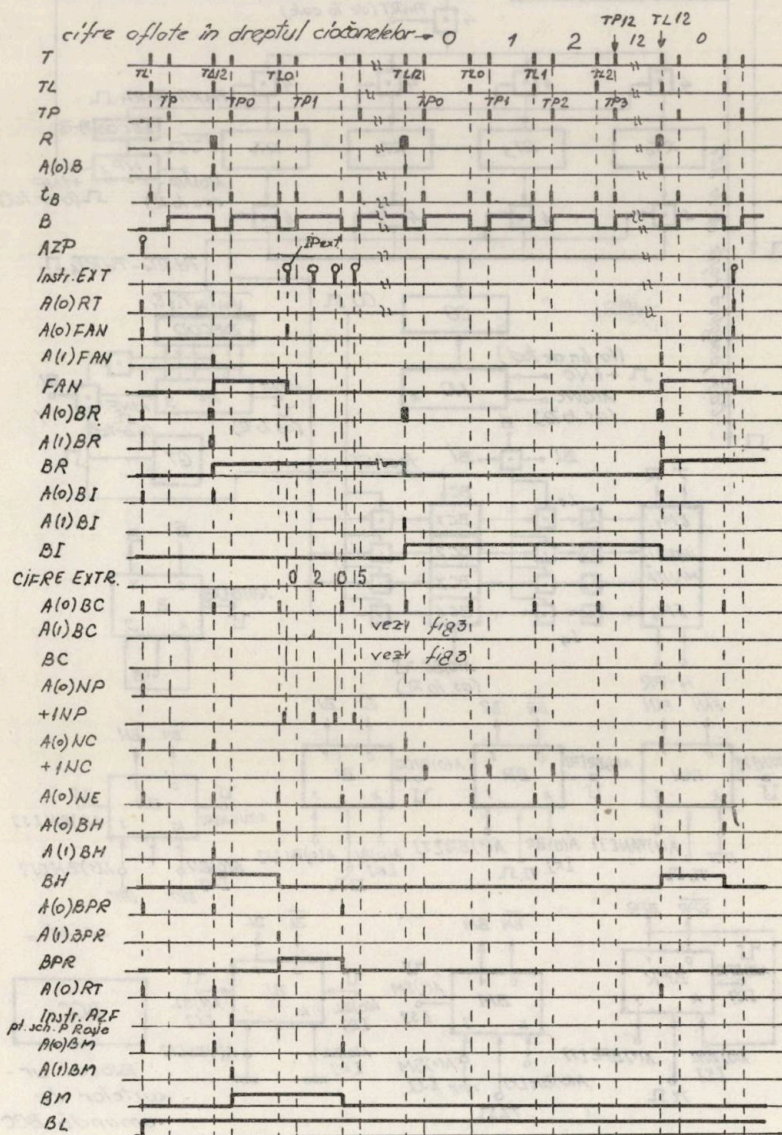


Fig. 2.

— Un bistabil BH și unul BPR destinat, primul pentru formarea semnalului de înaintare a hirtiei, iar al doilea pentru formarea semnalului de deplasare a panglicii în vederea scrierii în roșu.

— Un bistabil BM pentru memorarea comenzii, care se face cu instrucția AZF , pentru deplasarea benzii, în vederea scrierii în roșu.

— Un bistabil de lucru BL , care în poziția 0 va indica dacă interfața și imprimanta se află în repaus, când nu trebuie să tipărească nimic și hirtia să nu înainteze, sau în stare de lucru, când trebuie să execute toate procesele necesare funcționării. Bistabilul BL trebuie ca la conectarea la rețea să se așeze automat pe zero (Fig. 1).

7. Un bloc al circuitelor de comandă BCC , care face trimiterea semnalelor de comandă la locul și momentul potrivit (Fig. 1).

În fig. 1 se prezintă deci blocurile cu borne, precum și schema circulației informației.

Diagrama de timp a proceselor. Tot ceea ce s-a spus la capitolul privind funcționarea, trebuie să fie cuprins în niște diagrame de timp, corespunzătoare intrărilor și ieșirilor blocurilor din care este formată interfața. Pe baza acestor diagrame de timp, care descriu riguros procesele ce au loc în timp, se vor scrie ecuațiile logice necesare sintezei schemei interfeței (Fig. 2). Mai jos dăm unele explicații privind diagrama.

Pentru a putea profita de existența bistabilelor master-slave vom utiliza impulsurile TL și TP ca impulsuri de tact.

În primul rând trebuie să obținem separarea din T a lui TL și TP cu ajutorul bistabilului B . Bistabilul B va fi de tipul t deci se va lega J și K la 1, iar la borna de tact se va aduce impulsul $\bar{R}.T$. Cum schimbarea stării bistabilului B se va face la frontul căzător al impulsului T înseamnă că $\bar{B}.T=TP$ și $B.T=TL$. Aducerea la zero a lui B se va face pe la borna asincronă prin A (0) $B=\bar{R}.T$.

Pentru ca funcționarea să fie corectă este necesar ca la punerea sub tensiune bistabilul BR să fie adus pe zero. Cu ajutorul lui BR puteam deosebi două cicluri consecutive ale tamburului între ele. Astfel e necesar ca în ciclul în care FAN este pe 1, BI să fie pe 0. Dacă am putea ține FAN pe 1 tot ciclul nu ar mai fi nevoie de bistabilul BR . Dar cum FAN trebuie adus la 0 imediat la apariția instrucției EXT a programului, pentru ca să nu se repete o nouă aducere de informații din calculator înainte de tipărirea primei informații, e necesară introducerea bistabilului BR .

Bistabilele BC sînt aduse la 0 de către fiecare impuls $\bar{TL}$ la fel cu numărătorul NE .

Comanda de scriere în roșu, care este memorată de bistabilul BM , trebuie să sosească la interfață cu cel puțin 4 intervale, dintre impulsurile TL , înainte de începerea ciclului de tipărire. Acest lucru se asigură prin plasarea instrucției AZF la locul potrivit în subprogram. În subprogram va trebui să existe o adresă la care programul principal, cu ocazia primului salt al acestui program, să introducă codul instrucției AZF .

Realizarea de impulsuri de lățimea dintre două impulsuri TL , așa cum cer electromagneții de avans al hirtiei și de deplasare a benzii pentru scrierea în roșu se face cu ajutorul bistabilelor BH și BPR .

Celelalte linii ale diagramei nu mai au nevoie de comentarii pentru a fi înțelese, dacă ținem seama de descrierea funcționării și a blocurilor din care este formată interfața.

În fig. 3 prezentăm o diagramă la o scară mai mare de timp în care se arată funcționarea generatorului de tact GT , a numărătorului de explorare NE , a bistabilelor $BC1$ la $BC4$ și a ciocănelelor $L1$ la $L4$.

Diagrama numărătorului de explorare NE
și a bistabilelor BC

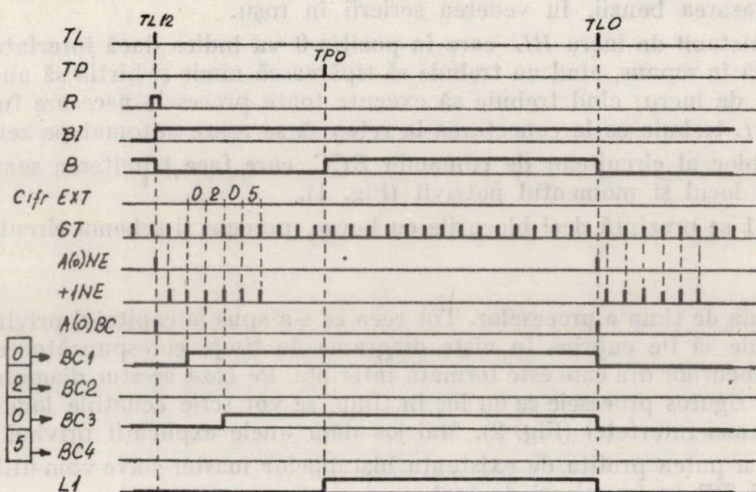


Fig. 3.

Din cele expuse și această diagramă poate fi înțeleasă.

Serierea ecuațiilor logice

1. $TL = B \cdot T + R \cdot T$
2. $TP = \bar{B} \cdot T$
3. $A(0)B [R] = \bar{R} \cdot T$
4. $t_B = \bar{R} \cdot T$
5. $A(0)FAN [R] = \overline{AZP + IP_{EXT}}$
6. $A(0)FAN [K] = 0$
7. $A(1)FAN [J] = BL \cdot \bar{B} \cdot R \cdot R$
cu tactul T sau TL
8. $A(0)BR [R] = \bar{A} \cdot ZP$
9. $A(0)BR [K] = BL \cdot \bar{B} \cdot R \cdot R$
cu tactul T sau TL
10. $A(1)BR [J] = BL \cdot \bar{B} \cdot R \cdot R$
cu tactul T sau TL
11. $A(0)BI [R] = \bar{A} \cdot ZP$
12. $A(0)BI [K] = BL \cdot \bar{B} \cdot R \cdot R$
cu tactul T sau TL
13. $A(1)BI [J] = BL \cdot \bar{B} \cdot R \cdot R$
cu tactul T sau TL
14. $A(0)NP [R] = \bar{A} \cdot ZP$
15. $+1NP = IP_{EXT}$ (cu codul de
selecție corespunzător)
16. $A(0)NC [R] = \overline{AZP + R \cdot T}$
17. $+1NC = BI \cdot TP$
18. $A(0)NE [R] = \bar{TL}$
19. $+1NE = \bar{NE}_1 \cdot \bar{NE}_2 \cdot BI \cdot GT$
20. $A(0)BH [R] = \overline{AZP + \bar{R} \cdot TL}$
21. $A(0)BH [K] = 0$
22. $A(1)BH [S] = \bar{B} \cdot R \cdot T$
23. $A(1)BH [J] = 0$
24. $A(0)BPR [R] = \bar{A} \cdot ZP$
25. $A(0)BPR [K] = BPR$
(cu tactul TL)
26. $A(1)BPR [J] = BM$
(cu tactul TL)
27. $A(0)BM [K] = BPR + R$
(cu tactul TL)
28. $A(1)BM [S] = \bar{A} \cdot ZF$
29. $A(1)BM [J] = 0$
(cu tactul TL)
30. $A(0)BL [R] = \overline{INT + INSTR}$
31. $A(0)BL [K] = 0$
32. $A(1)BL [S] = \bar{A} \cdot ZP$
33. $A(1)BL [J] = 0$
34. $A(0)BC [R] = \bar{TL}$
35. $A(1)BC_1 [J] = CO \cdot E_1$
(cu tactul GT)

36. $A(1)BC_2[J]=CO \cdot E_2$
(cu tactul GT)
37. $A(1)BC_3[J]=CO \cdot E_3$
(cu tactul GT)
38. $A(1)BC_4[J]=CO \cdot E_4$
(cu tactul GT)
39. $L_1=BL \cdot BI \cdot B \cdot BC_1$
40. $L_2=BL \cdot BI \cdot B \cdot BC_2$
41. $L_3=BL \cdot BI \cdot B \cdot BC_3$
42. $L_4=BL \cdot BI \cdot B \cdot BC_4$

43. $H=BL \cdot BR \cdot BH$
44. $PR=BL \cdot BR \cdot BPR$
45. $PmRT_1=P_1$
46. $PmRT_2=P_2$
47. $PmRT_3=P_3$
48. $PmRT_4=P_4$
49. $PdRT_1=E_1$
50. $PdRT_2=E_2$
51. $PdRT_3=E_3$
52. $PdRT_4=E_4$

} Registrul RT luc-
rează cu tactul TCT
al calculatorului

Pe baza acestor ecuații se poate face și sinteza blocului circuitelor de comandă BCC al interfeței, care se vede în fig. 1.

Încheiere. Interfața descrisă în acest articol a fost realizată în scopul atașării imprimantei la calculatorul *CETA 16*, care comandă un testor de baterii electrice, pentru întreprinderea *ELBA Timișoara*. Realizarea s-a făcut cu plachete standard din tehnologia calculatorului *FELIX C-256*. Numărul de plachete este 14. Interfața funcționează în condiții foarte bune.

BIBLIOGRAFIE

- Rogojan A. Calculatoare numerice, Vol. 2, I.P. Traian Vuia Timișoara 1974.
* * * Imprimantă numerică, model 104. Ghid tehnic.
* * * Manuel de fonctionnement tome 4, technologie. Compagnie internationale pour l'informatique Paris.

INTERFACE FOR A NUMERICAL PRINTER

ABSTRACT

A method is presented in this paper for the design of the interface between a 13-track printer and a computer. It is described first how the operation is conceived when we wish to print four characters. The capability is provided to work either by program under the computer control or by program using the interrupt possibilities. The blocks with terminals, from which the interface is composed are then established. The time diagram of the processes is elaborated and on this basis the logical equations are written.

The interface has been implemented using *FELIX C-256* standard boards. It is operating with very good results.

As original elements we note the manner of receiving information from the computer and the entire design method.

ȘIRURI DE CONSTANTE UTILIZATE LA CALCULUL LOGARITMILOR ȘI ANTILOGARITMILOR BINARI

DE

M. CIUGUDEAN

În [1] și [2] se prezintă doi algoritmi noi pentru calculul logaritmilor și antilogaritmilor binari care se pot utiliza în instalațiile de calcul electronic atât în subrutine cit, mai ales, în operații cablate cu ajutorul structurilor logice celulare. Obținerea logaritmilor în orice bază nu mai prezintă o problemă când sînt disponibili logaritmi în baza 2 iar aceștia sînt mai ușor de generat cu circuite logice. Algoritmii amintiți au avantajul că permit extinderea simplă, nelimitată a lungimii numerelor din instalațiile de calcul prin atașarea de circuite tipizate — celule.

Lucrarea de față prezintă ca noutate relații simple pentru stabilirea erorilor absolute maxime posibile ce apar în calculele cu cei doi algoritmi și tabele cu constante utilizate în cadrul algoritmilor.

Primul algoritm bazat pe descompunerea în factori și termeni [1] constă în următoarele. Calculul logaritmului binar al unui număr se face prin descompunerea lui în factori dați și adunarea logaritmilor factorilor. Calculul antilogaritmului binar al unui număr se face prin descompunerea lui în termeni dați și înmulțirea antilogaritmilor termenilor. Factorii și termenii s-au ales astfel încît ei să apară cîte o singură dată în descompunere iar înmulțirile să se transforme în simple adunări.

Un număr oarecare N adus la forma normalizată :

$$N = A \cdot 2^c \quad (1)$$

unde $1 \leq A < 2$, are logaritmul binar :

$$\log_2 N = C + \log_2 A \quad (2)$$

și cum $0 \leq \log_2 A < 1$ rezultă că C reprezintă caracteristica logaritmului binar. Rămîne deci ca algoritmul să furnizeze mantisa logaritmului care va fi $\log_2 A$.

Numărul A avînd n cifre binare se poate scrie în forma :

$$A = (1 + k_1 2^{-1}) (1 + k_2 2^{-2}) \dots (1 + k_n 2^{-n}) = \prod_{i=1}^{i=n} (1 + k_i 2^{-i}) \quad (3)$$

iar logaritmul său binar :

$$L = \log_2 A = \sum_{i=1}^{i=n} \log_2 (1 + k_i 2^{-i}) = \sum_{i=1}^{i=n} k_i L_i \quad (4)$$

în care coeficienții k_i pot lua doar valorile 0 sau 1. Factorii de forma $(1 + 2^{-i})$ se pot calcula ușor manual pînă la un număr de cifre oricît de mare. În schimb, calculul șirului termenilor :

$$L_i = \log_2 (1 + 2^{-i}), \quad (5)$$

necesari în instalații de calcul electronic cu peste 24 cifre binare (8 cifre zecimale) este dificil de efectuat manual.

Constantele L_i , determinate cu ajutorul calculatorului electronic cu 13 cifre zecimale exacte (43 cifre binare) sînt date în tabelul 1. Calculul acestor constante s-a efectuat după metoda de calcul a logaritmilor zecimali cu multe cifre, prezentată în [4] și folosind tabelul de logaritmi zecimali cu 32 cifre din aceeași lucrare. În calculatorul FELIX C-256, în cazul lucrului cu precizie dublă în virgulă flotantă, lungimea părții fracționare a numerelor a fost de 17 cifre zecimale. Eroarea cu care au fost cunoscute numerele în calculator a fost mai mică decît $1 \cdot 10^{-16}$. În cadrul calculului constantelor L_i s-au adăugat erori care le afectează, teoretic, ultimele trei cifre astfel că numai 13—14 cifre zecimale ale constantelor sînt exacte.

TABELUL 1

L_i în zecimal și în binar

1	0,5849625007211	0,1001010111000000000110100011100111111011110
2	0,3219280948873	0,0101001001101001111000010010111100110100011
3	0,1699250014423	0,001010111000000000110100011100111110111101
4	0,0874628412503	0,000101100110001111101101111101011001001000
5	0,0443941193584	0,0000101101011101011010011011101011000111011
6	0,0223678130284	0,0000010110111001111001011010000101110000101
7	0,0112272554232	0,00000010110111111001010000101101101101111
8	0,0056245491938	0,0000000101110000100111000100011011010111101
9	0,0028150156070	0,000000001011100001111100000111111111000010
10	0,0014081943928	0,0000000001011100010010011001010011011101000
11	0,0007042690112	0,0000000000101110001001111010110001011110111
12	0,0003521774803	0,0000000000010111000101001000111011000010101
13	0,0001760994864	0,0000000000001011100010100111010110001000111
14	0,0000880524301	0,0000000000000101110001010100011001001110110
15	0,0000440268868	0,0000000000000010111000101010011000001010000
16	0,0000220136113	0,0000000000000001011100010101001110111101101
17	0,0000110068476	0,0000000000000000101110001010101000001100111
18	0,0000055034343	0,0000000000000000010111000101010100010010000
19	0,0000027517197	0,0000000000000000001011100010101010001011111
20	0,0000013758605	0,0000000000000000000101110001010101000110101
21	0,0000006879304	0,0000000000000000000010111000101010100011100
22	0,0000003439652	0,0000000000000000000001011100010101010001110
23	0,0000001719826	0,0000000000000000000000101110001010101000111
24	0,0000000859913	0,0000000000000000000000010111000101010100011
25	0,0000000429956	0,0000000000000000000000001011100010101010001
26	0,0000000214978	0,0000000000000000000000000101110001010101000
27	0,0000000107489	0,0000000000000000000000000010111000101010100
28	0,0000000053744	0,00000000000000000000000000001011100010101010
29	0,0000000026872	0,00000000000000000000000000000101110001010101
30	0,0000000013436	0,00000000000000000000000000000010111000101010
31	0,0000000006718	0,00000000000000000000000000000001011100010101
32	0,0000000003359	0,00000000000000000000000000000000101110001010
33	0,0000000001679	0,00000000000000000000000000000000010111000101
34	0,0000000000839	0,00000000000000000000000000000000001011100010
35	0,0000000000419	0,00000000000000000000000000000000000101110001
36	0,0000000000209	0,00000000000000000000000000000000000010111000
37	0,0000000000104	0,00000000000000000000000000000000000001011100
38	0,0000000000052	0,00000000000000000000000000000000000000101110
39	0,00000000000026	0,00000000000000000000000000000000000000010111
40	0,00000000000013	0,00000000000000000000000000000000000000001011
41	0,00000000000006	0,00000000000000000000000000000000000000000101
42	0,00000000000003	0,00000000000000000000000000000000000000000010
43	0,00000000000001	0,00000000000000000000000000000000000000000001

Eroarea absolută maximă ce poate să apară la calculul logaritmilor este :

$$\Delta L = (2n - 1) \cdot 2^{-(n+1)} \quad (5)$$

iar la calculul antilogaritmului :

$$\Delta A = (2^{m+1} + 2^m + 3n + 8 - 3s) \cdot 2^{-(n+2)} \quad (7)$$

unde : m și s sînt numere întregi ce îndeplinesc condițiile :

$$2^m \leq n, \quad 1 + 2 + 3 + \dots + s \leq n \quad (8)$$

Pentru $n=24 \dots 38$ eroarea afectează ultimele 5 ... 6 poziții binare.

Al doilea algoritm [2], bazat pe înmulțirea și împărțirea cu constante, pleacă de la expresia părții fracționare A :

$$A = (2^{-1})^{b_1} \cdot (2^{-2})^{b_2} \dots (2^{-n})^{b_n} = \prod_{i=1}^{i=n} (C_i)^{b_i} \quad (9)$$

TABELUL 2

C_i în zecimal și în binar

1	1,4142135623730	1,011010100000100111100110011001111110011101
2	1,1892071150027	1,001100000110111111000001010001100011011011
3	1,0905077326652	1,0001011100101011100000111100011111010101000
4	1,0442737824274	1,0000101101010101100001101100111110011000100
5	1,0218971486541	1,00000101100110110000110100011000101011000010
6	1,0108892860516	1,0000001011001001101000111110011101111000000
7	1,0054299011128	1,0000000101100011110110101001111110110011001
8	1,0027112750502	1,0000000010110001101011111010010110101011110
9	1,0013547198921	1,0000000001011000110010000110110110100001110
10	1,0006771306930	1,0000000000101100011000000101111000101110100
11	1,0003385080526	1,0000000000010110001011110011100100000100000
12	1,0001692397053	1,000000000000101100010111010111101111111110
13	1,0000846162726	1,0000000000000101100010111010000000011111101
14	1,0000423072413	1,0000000000000010110001011100110000110111110
15	1,0000211533969	1,00000000000000010110001011100101100100101111
16	1,0000105766425	1,0000000000000000101100010111001001010101011
17	1,0000052883072	1,0000000000000000010110001011100100011011010
18	1,0000026441501	1,0000000000000000001011000101110010001001110
19	1,0000013220742	1,00000000000000000000101100010111001000011111
20	1,0000006610368	1,00000000000000000000010110001011100100001101
21	1,0000003305183	1,00000000000000000000001011000101110010000110
22	1,0000001652591	1,00000000000000000000000101100010111001000011
23	1,0000000826295	1,00000000000000000000000010110001011100100001
24	1,0000000413147	1,00000000000000000000000001011000101110010000
25	1,0000000206573	1,00000000000000000000000000101100010111001000
26	1,0000000103286	1,000000000000000000000000000010110001011100100
27	1,0000000051643	1,000000000000000000000000000001011000101110010
28	1,0000000025821	1,0000000000000000000000000000000101100010111001
29	1,0000000012910	1,0000000000000000000000000000000010110001011100
30	1,0000000006455	1,0000000000000000000000000000000001011000101110
31	1,0000000003227	1,0000000000000000000000000000000000101100010111
32	1,0000000001613	1,0000000000000000000000000000000000010110001011
33	1,0000000000806	1,0000000000000000000000000000000000001011000101
34	1,0000000000403	1,0000000000000000000000000000000000000101100010
35	1,0000000000201	1,0000000000000000000000000000000000000010110001
36	1,0000000000100	1,0000000000000000000000000000000000000000101100
37	1,0000000000050	1,00000000000000000000000000000000000000000101100
38	1,0000000000025	1,00000000000000000000000000000000000000000010110
39	1,0000000000012	1,00000000000000000000000000000000000000000001011
40	1,0000000000006	1,00000000000000000000000000000000000000000000101
41	1,0000000000003	1,00000000000000000000000000000000000000000000010
42	1,0000000000001	1,00000000000000000000000000000000000000000000001
43	1,0000000000000	1,00000000000000000000000000000000000000000000000

unde s-au notat cu C_i constantele de forma :

$$C_i = 2^{2^{-i}} \quad (10)$$

iar b_i reprezintă cifrele binare ale logaritmului $L = \log_2 A$ și au valorile 0 sau 1.

Calculul antilogaritmului binar se poate face după relația (9) în care factorii pot fi egali cu 1 (cînd $b_i = 0$) sau cu C_i (cînd $b_i = 1$). Calculul logaritmului binar se face cifră cu cifră, așa cum se arată în [2], prin înmulțiri sau împărțiri ale numărului A cu constantele C_i după cum bitul b_{i-1} determinat anterior este 0 sau 1 ($b_0 = 0$).

Eroarea absolută maximă ce poate să apară la calculul cu acest algoritm al logaritmului sau antilogaritmului este :

$$\Delta L = \Delta A \cong 2^{-(n+1)} \quad (n+1, 3) \quad (11)$$

și pentru $n = 24 \dots 38$ eroarea afectează ultimele 4 ... 5 poziții binare.

Șirul de factori C_i nu se poate calcula ușor manual cînd este necesară o cantitate de cifre zecimale mai mare decît 8. De aceea el a fost efectuat cu ajutorul calculatorului electronic în aceleași condiții ca și pentru șirul constantelor L_i . În tabelul 2 sînt prezentate constantele C_i cu 13 cifre zecimale exacte (43 cifre binare). Ca o verificare a preciziei de calcul s-a comparat constanta :

$$C_1 = 2^{2^{-1}} = \sqrt{2},$$

cunoscută cu peste 17 cifre zecimale exacte, cu valoarea ei calculată cu calculatorul electronic. A reieșit concluzia că C_1 s-a determinat 15 cifre zecimale exacte, dec eroarea rezultată în calculul constantelor a fost cu un ordin mai mică decît cea presupusă teoretic.

La ambele șiruri de constante se poate observa din tabele că, începînd de la mijloc în jos, o constantă se poate obține din cea precedentă prin împărțirea părții ei fracționare cu 2.

Modul în care se pot genera constantele L_i și C_i cu circuite logice este descris în [3].

BIBLIOGRAFIE

1. M. Ciugudean, Algoritm de calcul al logaritmilor și antilogaritmilor binari utilizabil în calculatoarele electronice. Automatica și Electronica 16, nr. 3, mai-iunie 1972, p. 105—109.
2. M. Ciugudean, Algoritm și schemă logică pentru calculul logaritmilor și antilogaritmilor binari bazate pe înmulțiri și împărțiri cu constante. Automatica și electronica 17, nr. 6, noiembrie-decembrie 1973.
3. M. Ciugudean, V. Popescu, Generator de constante pentru calculul logaritmilor și antilogaritmilor binari în calculatoarele electronice. Buletinul științific și tehnic al I.P.T., Fasc. 1, 1975.
4. G. G. Ginkin, Logarifmi dețibeli dețiloghi. Gosudarstvennoe energheticeskoe izdatelstvo, Moskva, 1962.

SÉRIES DE CONSTANTES UTILISÉES AU CALCUL DES LOGARITHMES ET ANTILOGARITHMES BINAIRES

RÉSUMÉ

Dans ce travail on présente deux algorithmes originaux de calcul des logarithmes et des antilogarithmes binaires, les erreurs absolues maximales possibles et puis les deux séries des constantes utilisées par les algorithmes. On y donne les tableaux des constantes calculées avec 13 chiffres décimaux exactes (43 chiffres binaires).

UN NOU ALGORITM PENTRU CALCULUL FUNCȚIEI DE
CORELAȚIE

DE

E. PETRIU

Introducere. Îmbunătățirea performanței algoritmilor de calcul a valorilor funcției de corelație constituie unul din aspectele importante ale aplicării teoriei corelației în tehnica de măsură. În cazul introducerii funcțiunilor de măsurare corelativă în analizoarele statistice complexe realizate în jurul unor microprocesoare, majoritatea efortului de proiectare este destinat optimizării algoritmilor de calcul prin care se implementează aceste funcțiuni. În literatură au fost prezentați diverși algoritmi pentru calcularea valorilor funcției de corelație [2, 3] vizînd reducerea timpului de calcul necesar. Această reducere se realizează prin scăderea ponderii celei mai lente operații — înmulțirea — din ansamblul calculelor efectuate.

În lucrare se propune un nou algoritm de calcul a valorilor funcției de corelație, cu performanțe superioare.

Noul algoritm. Fie $\{R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) \mid m=0, 1, \dots, M-1\}$ o mulțime de M valori ale funcției de corelație. În cazul prelucrării numerice a datelor aceste valori sînt definite [1] prin binecunoscuta relație :

$$R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_q(k \cdot \Delta t) \cdot y_q[(k-m) \cdot \Delta t]; \quad (1)$$

unde indicele inferior „ q ” evidențiază cuantizarea eșantioanelor prelevate din cele două semnale de intrare $x(t)$ și $y(t)$, N reprezintă numărul de perechi de eșantioane prelucrate pentru obținerea valorii funcției de corelație. Asteriscul asociat notației $R_{xy}^*(m \cdot \Delta t)$ indică faptul că această valoare nu este de fapt decît o estimare a valorii exacte $R_{xy}(m \cdot \Delta t)$ a funcției de corelație, datorită faptului că N este finit [$R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) \rightarrow R_{xy}(m \cdot \Delta t)$ cînd $N \rightarrow \infty$]. Pentru a se putea determina toate cele M valori ale lui $R_{xy}^*(m \cdot \Delta t)$ este necesar să se cunoască și cele $(M-1)$ valori ale lui $y_q(t)$ la momentele de timp anterioare momentului „ $0 \cdot \Delta t$ ” de început a calculelor :

$$y_q[(-M+1) \cdot \Delta t], y_q[(-M+2) \cdot \Delta t], \dots, y_1(-1 \cdot \Delta t);$$

Se notează cu „ X_m ” diferența dintre două valori consecutive $R_{xy}^*(m \cdot \Delta t)$ și respectiv $R_{xy}^*[(m-1) \cdot \Delta t]$, ale funcției de corelație :

$$X_m = R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) - R_{xy}^*[(m-1) \cdot \Delta t]; \quad (2)$$

putându-se determina $(M-1)$ astfel de valori, pentru $m=1, 2, \dots, M-1$. Ținând seama de (1) relația (2) se poate scrie sub forma :

$$X_m = \frac{1}{N} \cdot \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} x_q(k \cdot \Delta t) \cdot y_q[(k-m) \cdot \Delta t] - \sum_{k=0}^{N-1} x_q(k \cdot \Delta t) \cdot y_q[(k-m+1) \cdot \Delta t] \right\} = \\ = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} x_q(k \cdot \Delta t) \cdot \{y_q[(k-m) \cdot \Delta t] - y_q[(k-m+1) \cdot \Delta t]\}; \quad (3)$$

Introducându-se notația :

$$\delta(i \cdot \Delta t) = y_q(i \cdot \Delta t) - y_q[(i-1) \cdot \Delta t]; \quad (4)$$

unde în cazul respectării condițiilor de eșantionare și cuantizare necesare pentru reprezentarea lui $y(t)$ prin modulație delta :

$$\delta(i \cdot \Delta t) = \begin{cases} 1, & \text{dacă } y_q(i \cdot \Delta t) > y_q[(i-1) \cdot \Delta t]; \\ -1, & \text{dacă } y_q(i \cdot \Delta t) < y_q[(i-1) \cdot \Delta t]; \end{cases} \quad (5)$$

relația (3) devine :

$$X_m = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \{-x_q(k \cdot \Delta t) \cdot \delta[(k-m+1) \cdot \Delta t]; \quad (6)$$

unde $m=1, 2, \dots, M-1$.

Pentru determinarea celor M valori $\{R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) | m=0, 1, \dots, M-1\}$ ale funcției de corelație, conform noului algoritm este necesar să se determine direct doar prima valoare $R_{xy}^*(0)$ a funcției de corelație. (În acest scop este preferabilă utilizarea algoritmului lui Watts care folosește de asemenea reprezentarea lui $y(t)$ prin modulație delta). Se calculează apoi cele $M-1$ diferențe $\{X_m | m=1, \dots, M-1\}$ conform (6). Pe baza acestora se determină în final, după terminarea prelucrării tuturor eșantioanelor prelevate, cele $(M-1)$ valori ale funcției de corelație corespunzătoare întârzierilor mai mari de „0”, $\{R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) | m=1, \dots, M-1\}$:

$$R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) = R_{xy}^*[(m-1) \cdot \Delta t] + X_m; \quad (7)$$

pentru $m=1, 2, \dots, M-1$.

În fig. 1 se prezintă ordinograma noului algoritm pentru determinarea celor $(M-1)$ valori $\{R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) | m=1, 2, \dots, M-1\}$ ale funcției de corelație printr-o procedură de tip paralel. Ordinograma presupune de asemenea utilizarea algoritmului lui Watts pentru determinarea primei valori $R_{xy}^*(0)$ a funcției de corelație.

Comparativ cu algoritmul lui Watts, care presupune de asemenea folosirea modulației delta pentru reprezentarea lui $y(t)$, noul algoritm nu introduce nici o eroare suplimentară deși nu calculează direct valorile funcției de corelație ci doar diferențele dintre valorile succesive ale acestei funcții. Nu apar erori suplimentare deoarece în cazul ambilor algoritmi se folosește aceeași bază de date iar erorile de calcul sînt excluse în cazul funcționării normale a procesoarelor numerice.

Pentru calculul a M valori $\{R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) | m=0, 1, \dots, M-1\}$ ale funcției de corelație prin prelucrarea a N perechi de eșantioane pentru fiecare dintre aceste valori, noul algoritm necesită prelevarea a $(N+M-1)$ eșantioane din fiecare semnal de intrare. Procedura de calcul constă în : $N(M+1) + M$ adunări (sau scăderi), o înmulțire și eventual în M împărțiri cu factorul constant N .

Compararea noului algoritm cu alți algoritmi cunoscuți. Compararea algoritmului se face din punct de vedere a performanțelor lor. Ca o măsură a acestor performanțe s-a adoptat în literatură [2, 3] numărul și tipul operațiilor aritmetice necesare

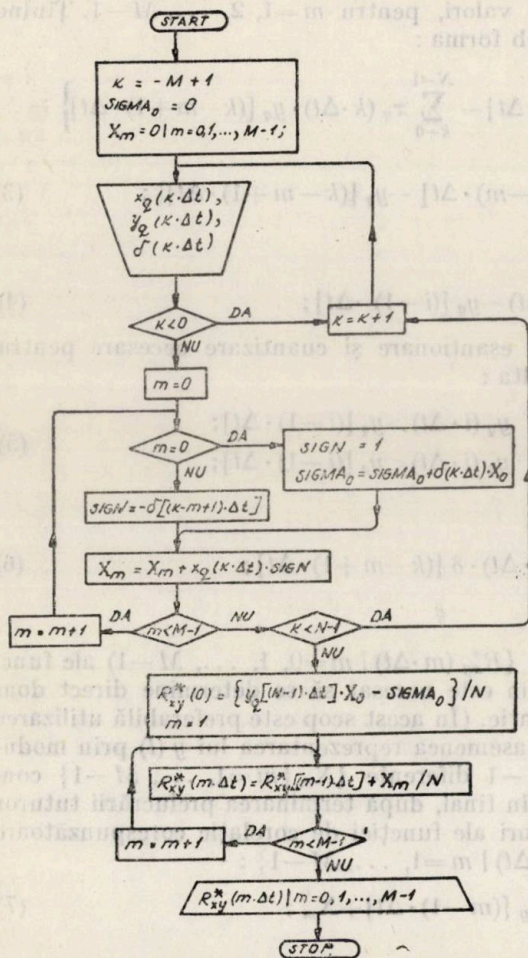


Fig. 3.1. Ordinograma pentru calculul valorilor funcției de corelație pe baza noului algoritm.

Algoritmul clasic de determinare a valorilor funcției de corelație folosește relația (1) pentru calculul tuturor celor M valori $\{R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) \mid m=0, 1, \dots, M-1\}$. Volumul total al calculelor constă din: $(N-1) \cdot M$ adunări, $N \cdot M$ înmulțiri și M împărțiri.

Pentru determinarea tuturor celor M valori $\{R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) \mid m=0, 1, \dots, M-1\}$ ale funcției de corelație pe baza algoritmului propus de Kendall este necesară efectuarea unui volum de calcule [2] cuprinzând: $\frac{3 \cdot M}{2} \cdot (N - \frac{M}{2} + 1) + \frac{3 \cdot M}{2} - 4$ adunări, $\frac{M}{2} \cdot (N - \frac{M}{2} + 1) + \frac{3 \cdot N}{2} - 1$ înmulțiri și M împărțiri.

Algoritmul lui Watts determină valorile funcției de corelație prin relația [3]:

$$R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) = \frac{1}{N} \cdot \{y_q[(N-m-1) \cdot \Delta t] \cdot X_0^N - SIGMA_m\}; \quad (9)$$

pentru estimarea valorilor funcției de corelație. Marea majoritate a operațiilor sînt se două tipuri: adunări și înmulțiri, efectuate între operanzi cu semn. De asemenea mai au loc și împărțiri efectuate în final cu același factor de scară, operație ce nu poate fi evitată. Creșterea performanțelor se obține prin reducerea ponderii înmulțirilor față de cea a adunărilor. Această reducere se reflectă imediat în reducerea timpului de calcul necesar. Reducerea lungimii datelor care intervin în calcule are de asemenea o importanță deosebită pentru creșterea vitezei de calcul. Devine astfel posibilă înlocuirea unor instrucții aritmetice cu referire la memorie prin instrucții aritmetice similare fără referire la memorie, mai rapide decît primele. Aceste aspecte sînt deosebit de importante în cazul utilizării microprocesoarelor care pe de o parte nu au cablată operația de înmulțire (efectuînd-o prin subprograme) și care pe de altă parte lucrează cu operanzi de lungime redusă (de obicei 4 sau 8 biți).

Performanțele noului algoritm vor fi evidențiate prin compararea sa cu algoritmul clasic precum și cu algoritmi propuși de Watts [3], și respectiv Kendall [2], ultimii doi fiind singurii cunoscuți din literatură ca fiind „rapizi” din punct de vedere a vitezei de calcul prin reducerea ponderii înmulțirilor.

unde :

$$X_0^N = \sum_{k=0}^{N-1} x_q(k \cdot \Delta t) ;$$

$$SIGMA_m = \sum_{k=1}^{N-1} \delta [(k-m+1) \cdot \Delta t] \cdot X_0^{N-1} ;$$

Pentru determinarea celor M valori $\{R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) \mid m=0, 1, \dots, M-1\}$ ale funcției de corelație pe baza acestui algoritm este necesar deci un volum de calcule compus din : $N(M+1) + M$ adunări, M înmulțiri și M împărțiri.

Volumul de calcule necesar pentru determinarea celor M valori ale funcției de corelație prin toți cei patru algoritmi considerați, este prezentat în rezumat în următorul tabel comparativ :

Algoritmul folosit pentru calcule	Operațiile efectuate		
	Adunări	Înmulțiri	Împărțiri
— algoritmul propus de autorul lucrării	$N \cdot (M+1) + M$	1	M
— algoritmul clasic [1]	$N \cdot M - M$	$N \cdot M$	M
— algoritmul Kendall [2]	$N \cdot \left(\frac{3M}{2} + \frac{3}{2} \right) - \frac{3M^2}{4} + \frac{3M}{2} - 4$	$N \cdot \left(\frac{M}{2} + \frac{3}{2} \right) - \frac{M^2}{4} + \frac{M}{2} - 1$	M
— algoritmul Watts [3]	$N \cdot (M+1) + M$	M	M

Analizînd situația comparativă din tabelul prezentat rezultă că algoritmul propus de autorul lucrării necesită o singură înmulțire față de M înmulțiri din cazul algoritmului Watts, $N \cdot \left(\frac{M}{2} + \frac{3}{2} \right) - \frac{M^2}{4} + \frac{M}{2} - 1$ înmulțiri din cazul algoritmului Kendal și respectiv $N \cdot M$ înmulțiri din cazul algoritmului clasic. De asemenea noul algoritm necesită cel mai mic număr total de operații, dintre toți algoritmi comparați.

După cum rezultă din tabelul comparativ algoritmul propus de Watts are același număr de adunări ca și algoritmul propus de autorul lucrării, algoritmul lui Watts fiind și cel mai apropiat de noul algoritm din punct de vedere al numărului de înmulțiri. În marea majoritate a adunărilor ($N \cdot M$ din totalul de $N \cdot M + N + M$) în cazul algoritmului propus de autorul lucrării unul din operandi are o lungime redusă — reprezentînd valoarea eșantionului curent $x_q(k \cdot \Delta t)$, astfel încît poate fi păstrat în registrele generale ale microprocesorului. Adunările respective se pot deci executa prin instrucții cu referire la registre. Algoritmul lui Watts lucrează în toate aceste adunări cu operandi de lungime mare (reprezentînd integrala tuturor eșantioanelor $x_q(i \cdot \Delta t)$ prelevate pînă la momentul de timp curent $k \cdot \Delta t$) care nu pot fi păstrați decît în memoria de date. Datorită acestui fapt în cazul algoritmului lui Watts, „ $M \cdot N$ ” dintre adunări au o durată mai mare executîndu-se prin instrucții cu referire la memorie (necesitînd în plus „ $M \cdot N \cdot p$ ” tacte de microprocesor, unde „ p ” reprezintă numărul de „bytes” ai celui mai lung dintre operandi decît în cazul algoritmului propus de autorul lucrării — în condițiile folosirii aceluiași microprocesor.

Rezultă astfel că timpul de calcul necesar pentru iterațiile dintre două eșantionări succesive este cu „N·p” tacte de procesor mai scurt în cazul algoritmului propus de autorul lucrării decât în cazul algoritmului lui Watts.

În concluzie algoritmul propus de autorul lucrării este superior celorlaltor algoritmi cunoscuți din literatură, din punct de vedere al vitezei de calcul. Utilizarea unor convertoare analog - numerice cu modulație selta conferă posibilitatea realizării frecvenței de eșantionare cerute de noul algoritm, fără nici o complicitate constructivă.

BIBLIOGRAFIE

1. Bendat, J. S., Piersol, A. G., „Measurement and analysis of random data” — John Wiley, New York, 1966.
2. Kendall, B. W., „A New Algorithm for Computing Correlations”, IEEE Tr. Computers, EC-23, nr. 1/1974.
3. Watts, D. G., „A General Theory of Amplitude Quantization with Applications to Correlation Determination” — The IEE Monograph. No 481 M, Nov. 1961.

A NEW ALGORITHM FOR COMPUTING CORRELATION

FUNCTION

ABSTRACT

In the paper a new digital algorithm for computing the values of the correlation function using delta modulation technique for the representation of a input signal.

The proposed algorithm was elaborated for a microprocessor implementation, being faster than other known algorithms, like Kendall's or Watts's algorithm. The proposed algorithm needs only one multiplication and fewer operations than other algorithms. The delta modulation analog to digital converters are required for data input in to correlator working according to the proposed algorithm.

BINARY SQUARE ROOT

BY

A. SOCENEANȚU

1. Introduction. Today the square root operation is frequently performed in Digital Computers by square root algorithms rather than employing a specialized hardware. Even when there exists an instruction for the square root, which implies a microprogram built into the computer hardware, the operation requires a long time to be performed, and a pretty sophisticated control unit.

In order to increase the efficiency of the square root operation it is necessary to find a logical organization that reduces as much as possible all the auxiliary operations as shifts of the partial remainders, subtractions etc., meanwhile permitting to obtain more than one quotient digit at a time, whenever this is possible.

The purpose of this paper is to present a new method of performing square roots. The method is based on the one proposed by the author for performing the division [1].

The key to this method lies in the observation that the proof of the square root is the multiplication of the square root (SQ) with itself followed by the addition of the remainder if there is any.

2. The principle of the method. The following notation will be employed in the explanation of the SQ process.

— The number whose square root is sought is D and for the purpose of explanation N is restricted to six binary digits D_1 to D_6 , each of which can have the value 0 or 1. The range of the dividend is $0 < D_1 D_2 D_3 D_4 D_5 D_6 < 1$.

— Since no additional restrictions are imposed on the value of D , the square root $q = q_0 \cdot q_1 q_2 q_3$ may lie in the range

$$0.001 \leq q_1 q_2 q_3 \leq 0.111$$

— The remainder is $r = 0.00 r_3 r_4 r_5 r_6$ and may be zero or not. The SQ bits can have the value 0 or 1.

In this case Figure 1, which represents the multiplication of q with itself and the addition of the remainder, can be used to determine the value of the q and r , when N is known.

The information which is available before the process of SQ starts is:

- $D_0 = 0$ according to the initial conditions
- D_1 through D_6 are known
- q_0 is always 0

				$q_3 q_1$	$q_3 q_2$	$q_3 q_3$
			$q_2 q_1$	$q_2 q_2$	$q_2 q_3$	
			$q_1 q_2$	$q_1 q_3$		
			r_3	r_4	r_5	r_6
0	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6

Fig. 1. The proof for square root $D = (q \times q) + r$.

The table presented in Figure 1 can be used to provide information about the values of the SQ digits and the remainder.

Let us first focus attention only on the column corresponding to $D1$ and $D2$. If $D1 D2=00$ then q_1 must be equal to 0 and no carry can pass from $D3$ towards $D2$. This situation is labeled hereafter with A .

— If $D1D2=01$ there are two distinct situations. The first: $q_1=1$ and Carry two=0, and the second $q_1=0$ and Carry one = 1. The first situation is labeled with C and the second with B .

$D1$	0		1	
$D2$	0	1	0	1
	A	B, C	D	F

— If $D1D2=10$ there is only one possible situation: $q_1=1$ and Carry two=1. This case is labeled with D .

— Finally the last case is $D1D2=11$. There is only one solution, $q_1=1$ and Carry two=2. This case is labeled with F .

These four distinct cases are presented in Figure 2 in a systematic form.

Fig. 2. The possible states in column $D2$.

Let us now focus attention on column $D3$ in order to find out what the possible combinations are among the values of q_2 and the value of Carry three. What is known at this stage about column $D3$ is the value of $D3$ and q_1 . During this investigation all the information that was found out from columns $D1D2$ must be taken into consideration for column $D3$. For example when the situation in column $D1D2$ is labeled A , then $q_1=0$ and no carry is produced in column $D3$ towards $D1D2$. In this case the input variables q_1 and $D3$ may have two distinct combinations: $q_1=0, D3=0$ and $q_1=0, D3=1$.

In the first case q_2 may be 0 or 1 and Carry three and r_3 must both be equal to 0. The combination $q_2=0$, Carry three=0 is labeled A , and because $r_3=0$ the notation is changed to AO . The other alternative $q_2=1$, Carry three=0 and $r_3=0$ is labeled CO .

For the second case there are four alternatives, as follows:

- $q_2=0$ Carry three=0 and $r_3=1$. This is labeled with $A1$
- $q_2=0$ Carry three=1 and $r_3=0$. This is labeled with $B0$
- $q_2=1$ Carry three=0 and $r_3=1$. This is labeled with $C1$
- $q_2=1$ Carry three=1 and $r_3=0$. This is labeled with $D0$.

In a similar way the analysis must be done for the other cases in which there exists the situation labeled with B, C, D and F in column $D1 D2$.

For column $D3$, Fig. 3 presents in a systematical manner the result of this investigation.

$D3$	0		1	
q_1	0	1	0	1
A^A	$A0, C0$		$A1, B0, C1, D0$	
C		$A0$		$A1, B0$
D		$B1, C0, E0$		$C1, D0, E1$
F		$D1, F0$		$F1, H0$

Fig. 3. The possible states in column $D3$.

Following the same procedure for the columns $D4$, $D5$ and $D6$ respectively, the tables in Figure 4, 5 and 6 were composed.

In order to prove that the tables represent the square root process the following case is considered :

$$D=0,001111$$

$D4$	0				1			
q_1	0		1		0		1	
q_2	0	1	0	1	0	1	0	1
$A0, A1$	$A0$		$A0$		$A1, C1, D0$		$A1$	
$B0, B1$	$D1$		$C0$		—		$C1$	
$C0, C1$		$A1$		$A1$		$A0$		$A0$
$D0, D1$		$A1, C1, D0$		$A1$		$D1, F0$		$C0$
$E0, E1$	—		$D1$		—		—	
$F0, F1$		$F1$		$C1, D0$				$D1, F0$
$H0$				$F1$				—

Fig. 4. The possible states in column $D4$.

D5	0				1				Obs.
q ₂	0		1		0		1		
q ₃	0	1	0	1	0	1	0	1	
A0, A1	A0		A0		A1		A1		q ₃ =0
C0, C1		A0		—		A1, B0		A1	
D0, D1		B1		A0		—		A1, B0	q ₃ =1
F0, F1				B1				—	

Fig. 5. The possible states in column $D5$.

$A6$				
q_3	0	1	0	1
$A0, A1, A1$	$A0$	$A1$	$A1$	$A0$
$B0, B1$		$A1$		—

Fig. 6. The possible states in column $D6$.

Figure 7a to g represents the graph which results for this particular square-rooting. As one can see, there are four different paths, every one leading to a different result. For instance if the first path (2a, 3a) is considered, (Fig. 7d) the square root will result equal to zero and the value of the remainder will be equal to D , which is an algebraically correct result but is a trivial one and does not solve the problem.

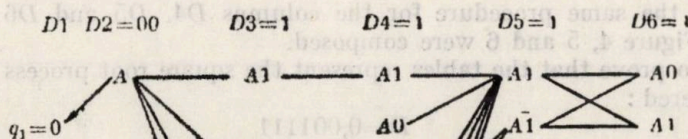


Fig. 7 a.

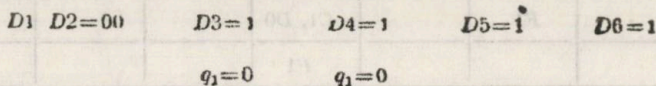


Fig. 7 b.

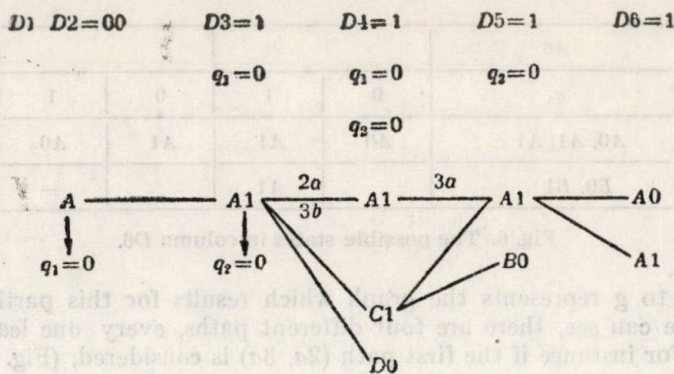


Fig. 7 c.

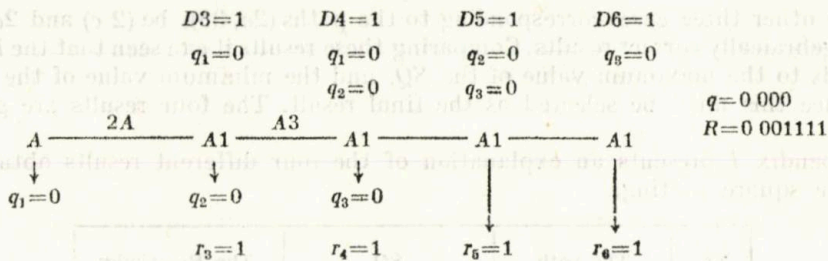


Fig. 7 d.

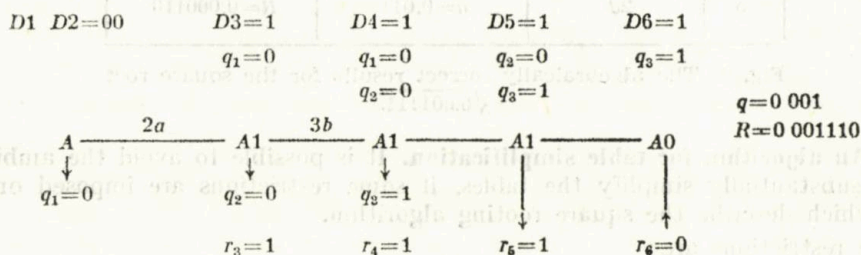


Fig. 7 e.

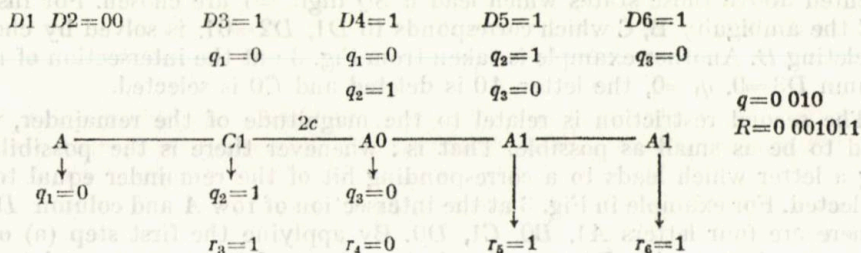


Fig. 7 f.

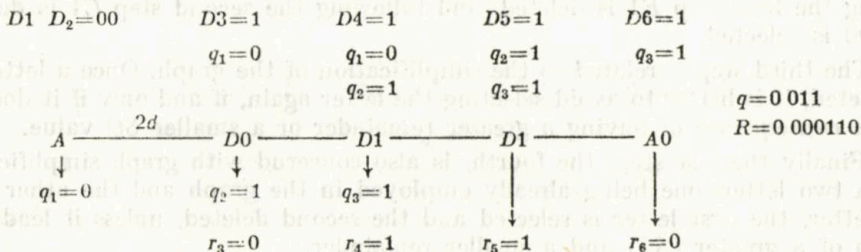


Fig. 7 a...g. The graph which results for the square root $\sqrt{0.001111}$.

The other three cases corresponding to the paths (2a, 3b), be (2 c) and 2d lead to three algebraically correct results. Comparing these results it can be seen that the last path (2d) leads to the maximum value of the SQ , and the minimum value of the remainder, hence this must be selected as the final result. The four results are given in fig. 8.

Appendix I presents an explanation of the four different results obtained for the same square rooting.

Nr.	The path	SQ	The Remainder
1	2a, 3a	$q=0.000$	$R=0.001111$
2	2a, 3b	$q=0.001$	$R=0.01110$
3	2c	$q=0.010$	$R=0.001011$
5	2d	$a=0.011$	$R=0.000110$

Fig. 8. The algebraically correct results for the square root $\sqrt{0.001111}$.

3. An algorithm for table simplification. It is possible to avoid the ambiguity and to substantially simplify the tables, if some restrictions are imposed on the tables which describe the square rooting algorithm.

The restrictions are :

a) The value of the square root is desired to have the maximum possible value. This can be realized by choosing the value of the square root digits „1“ and delete the possibility of SQ digit „0“ whenever this is possible. That means, when there is a choice among several states at the interaction of a row with a column in the tables presented above those states which lead a SQ digit =1 are chosen. For instance in Fig. 2 the ambiguity B, C which corresponds to $D1, D2=01$, is solved by choosing C and deleting B. Another example is taken from Fig. 3 : at the intersection of row A and column $D3=0, q_1=0$, the letter A0 is deleted and C0 is selected.

b) The second restriction is related to the magnitude of the remainder, which is desired to be as small as possible. That is : whenever there is the possibility of selecting a letter which leads to a corresponding bit of the remainder equal to zero this is selected. For example in Fig. 3 at the intersection of row A and column $D3=1, q_1=0$, there are four letters A1, B0, C1, D0. By applying the first step (a) of this algorithm, the letters A1, B0 are deleted since both of them correspond to $q=0$. By applying the step (b), the letter D0 is selected against the letter C1, since the remainder bit corresponding to D0 is 0. This selection must be made in spite of the fact that both letters D and C lead to a quotient digit equal to 1. Another example is for Fig. 3 row D and column $D3=1, q_1=1$. There are three letters : C1, D0, E1. Following the first step E1 is deleted, and following the second step C1 is deleted, hence D0 is selected.

c) The third step is related to the simplification of the graph. Once a letter has been deleted, it is better to avoid selecting the letter again, if and only if it does not have the consequence of having a greater remainder or a smaller SQ value.

d) Finally the last step, the fourth, is also concerned with graph simplification. Between two letters one being already employed in the graph and the other being a new letter, the first letter is selected and the second deleted, unless it leads to a selection of a greater (SQ) and a smaller remainder.

Following the procedure explained above, the following result can be obtained :

— The simplification of Table in Fig. 2 leads to Fig. 9

D1	0		1	
D2	0	1	0	1
—	A	C	D	F

Fig. 9. The simplified table for column D2.

— The simplification of Fig. 3 leads to Fig. 10. The difference between these two tables is that the table in Fig. 10 does not have row B, this letter having been deleted from Fig. 9 already

— The simplification of Fig. 4 leads to Fig. 11 which is substantially simpler: it has only four rows, against 7 row corresponding to Figure 4.

D3	0		1	
q ₁	0	1	0	1
A	C0		D0	
C			A0	B0
D			C0	D0
F			F0	F1

Fig. 10. The simplified table for column D3.

D4	0				1			
q ₁	0		1		0		1	
q ₂	0	1	0	1	0	1	0	1
A0	A0		A0		C1		A1	
C0		A1	A1		A0		A0	
D0		D0	A1		D0		D1	
F0, F1			D0				D1	
B0			C0				C1	

Fig. 11. The simplified table for column D4.

— Fig. 5 becomes Fig. 12 and Fig. 6 becomes Fig. 13 after simplification.

D5	0				1			
q ₂	0		1		0		1	
q ₃	0	1	0	1	0	1	0	1
A0, A1, A1	A0		A0		A1		A1	
C0, C1		A0			A1		A1	
D1, D0, D1			A0				A1	

Fig. 12. The simplified table for column D5.

D6	0		1	
q_a	0	1	0	1
A0, A1, A1	A0	A1	A1	A0

Fig. 13. The simplified table for column D6.

Some characteristics of the new tables are

— They are simpler than the tables from which they are obtained.

— They do not have ambiguities, that is a single possible result can be obtained, since at the intersection of a row with a column a single letter exists, hence a single graph corresponds to a SQ process.

— They do not contain any impossible case, since for every input (row) there is an output, That means the graph that corresponds to the square root process is continuous.

The above characteristics show that to every square rooting operation, a unique and continuous graph can be associated; consequently the result is unique and determined.

4. An square root example, based on the simplified tables. The case $D = -0.100001$ is considered in order to prove the correctness of the square rooting method.

It is presented in Figure 14a—c. This case is interesting because it shows how the redundancy is employed for the representation of the remainder. As one can see the algebraic value of the remainder is (-0.000011) and this is expressed as $(0.000\bar{1}01)$.

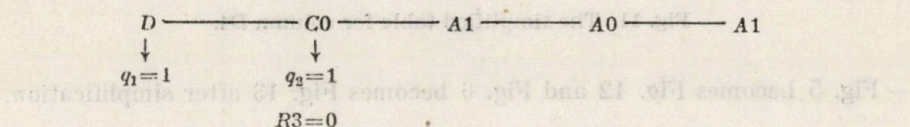
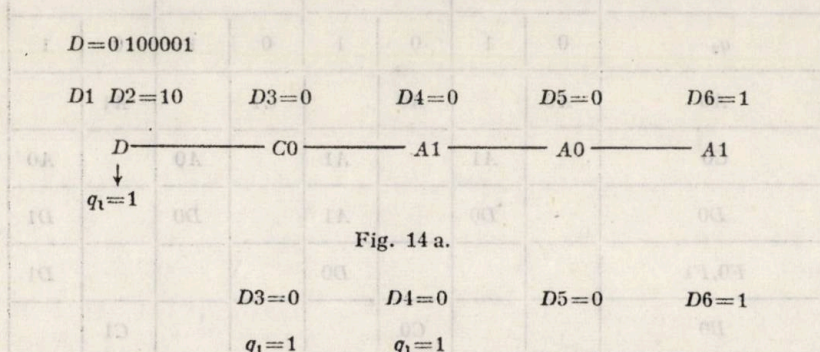


Fig. 14 b.

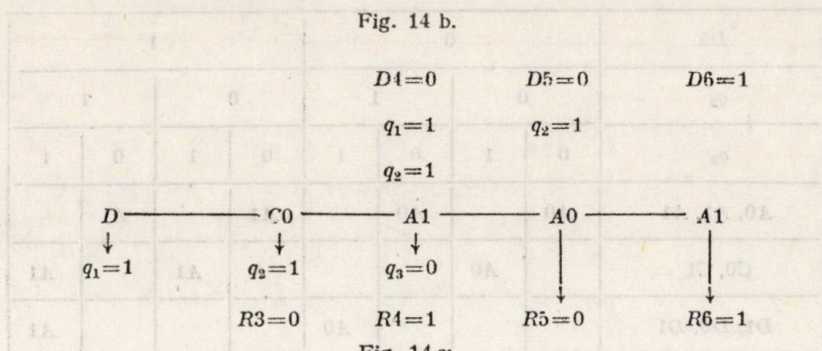


Fig. 14 c.

Fig. 14 a—c. A square root example based on the simplified tables.

5. **Conclusions.** If we allow for the redundancy in the representation of the remainder, the algebraic value of the latter may be positive or negative. In this case the absolute value of the remainder can be smaller, as compared to the case in which remainder is allowed to be only positive. This is the reason why the redundant case leads to a more accurate square rooting.

For example, Fig. 15 shows the $q_1=0.101$ and $R_1=0.001000$ when the remainder is allowed to be only positive. The algorithm presented in this paper gives $q_2=0.110$ and $R_2=-0.000011$, and this means that the value of the SQ is determined with a smaller relative error since

$$\left| \frac{R_2}{q} \right| \% < \left| \frac{R_1}{q} \right| \%$$

D	R	q
0.1 0 0 1 0 0	0	
0.1 0 0 1 0 1	0.0 0 0 0 0 1	
0.1 0 0 1 1 0	0.0 0 0 0 1 0	
0.1 0 0 1 1 1	0.0 0 0 0 1 1	0.1 1 0
0.1 0 1 0 0 0	0.0 0 0 1 0 0	
0.1 0 1 0 0 1	0.0 0 0 1 0 1	
0.1 0 1 0 1 0	0.0 0 0 1 1 0	
0.1 0 1 0 1 1	0.0 0 0 1 1 1	
0.1 0 1 1 0 0	0.0 0 1 0 0 0	
0.1 0 1 1 0 1	0.0 0 1 0 0 1	
0.1 0 1 1 1 0	0.0 0 1 0 1 0	
0.1 0 1 1 1 1	0.0 0 1 0 1 1	
0.1 1 0 0 0 0	0.0 0 1 1 0 0	
0.1 1 0 0 0 1	0	
0.1 1 0 0 1 0	0.0 0 0 0 0 1	
0.1 1 0 0 1 1	0.0 0 0 0 1 0	
0.1 1 0 1 0 0	0.0 0 0 0 1 1	
0.1 1 0 1 0 1	0.0 0 0 1 0 0	
0.1 1 0 1 1 0	0.0 0 0 1 0 1	
0.1 1 0 1 1 1	0.0 0 0 1 1 0	
0.1 1 1 0 0 0	0.0 0 0 1 1 1	0.1 1 1
0.1 1 1 0 0 1	0.0 0 1 0 0 0	
0.1 1 1 0 1 0	0.0 0 1 0 0 1	
0.1 1 1 0 1 1	0.0 0 1 0 1 0	
0.1 1 1 1 0 0	0.0 0 1 0 1 1	
0.1 1 1 1 0 1	0.0 0 1 1 0 0	
0.1 1 1 1 1 0	0.0 0 1 1 0 1	
0.1 1 1 1 1 1	0.0 0 1 1 1 0	
0.0 0 0 0 0 0	0.0 0 0 0 0 0	0.0 0 0
0.0 0 0 0 0 1	0.0 0 0 0 0 0	
0.0 0 0 0 1 0	0.0 0 0 0 0 1	0.0 0 1
0.0 0 0 0 1 1	0.0 0 0 0 1 0	
0.0 0 0 1 0 0	0	
0.0 0 0 1 0 1	0.0 0 0 0 0 1	0.0 1 0
0.0 0 0 1 1 0	0.0 0 0 0 1 0	
0.0 0 0 1 1 1	0.0 0 0 0 1 1	
0.0 0 1 0 0 0	0.0 0 0 1 0 0	
0.0 0 1 0 0 1	0	
0.0 0 1 0 1 0	0.0 0 0 0 0 1	0.0 1 1
0.0 0 1 0 1 1	0.0 0 0 0 1 0	
0.0 0 1 1 0 0	0.0 0 0 0 1 1	
0.0 0 1 1 0 1	0.0 0 0 1 0 0	
0.0 0 1 1 1 0	0.0 0 0 1 0 1	
0.0 0 1 1 1 1	0.0 0 0 1 1 0	

Fig. 15. The values of R and q corresponding to D .

Fig. 16. (continuare)

D	R	q
0.0 1 0 0 0 0	0	
0.0 1 0 0 0 1	0.0 0 0 0 0 1	
0.0 1 0 0 1 0	0.0 0 0 0 1 0	
0.0 1 0 0 1 1	0.0 0 0 0 1 1	0.1 0 0
0.0 1 0 1 0 0	0.0 0 0 1 0 0	
0.0 1 0 1 0 1	0.0 0 0 1 0 1	
0.0 1 0 1 1 0	0.0 0 0 1 1 0	
0.0 1 0 1 1 1	0.0 0 0 1 1 1	
0.0 1 1 0 0 0	0.0 0 1 0 0 0	
0.0 1 1 0 0 1	0	
0.0 1 1 0 1 0	0.0 0 0 0 0 1	
0.0 1 1 0 1 1	0.0 0 0 0 1 0	
0.0 1 1 1 0 0	0.0 0 0 0 1 1	0.1 0 1
0.0 1 1 1 0 1	0.0 0 0 1 0 0	
0.0 1 1 1 1 0	0.0 0 0 1 0 1	
0.0 1 1 1 1 1	0.0 0 0 1 1 0	
0.1 0 0 0 0 0	0.0 0 0 1 1 1	
0.1 0 0 0 0 1	0.0 0 1 0 0 0	
0.1 0 0 0 1 0	0.0 0 1 0 0 1	
0.1 0 0 0 1 1	0.0 0 1 0 1 0	

Figure 16 presents the value of the SQ and the remainders, for all possible values of D ($2^{-6} \leq D < 1$). As one can see the value of the remainder are only positive when D is not normalized. That means the error of square rooting is greater for $0 < D < 1/2$ than for $1/2 < D < 1$.

Since no feedback is necessary, the SQ method can be embodied employing only combinatorial circuits.

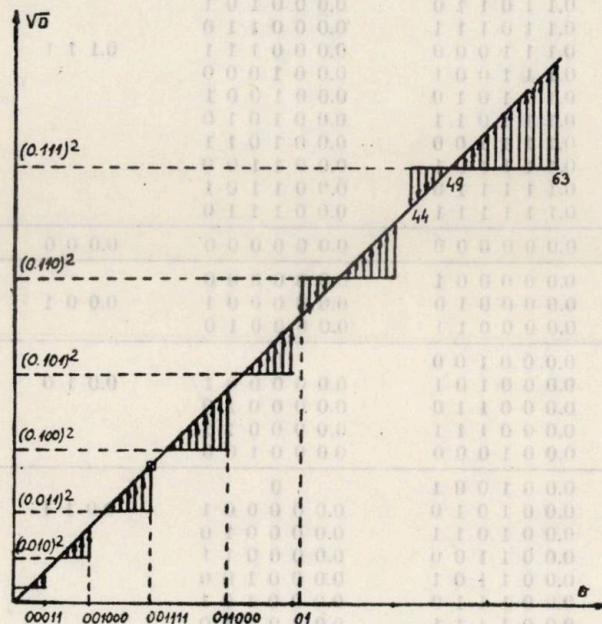


Fig. 2. The value of the SQ and the remainders for all possible values of D , where $2^{-6} < D < 1$.

The speed of the square rooting depends mainly on the length of the number D . For the signals representing the states ($A, B, \dots F$) it takes approximately 2τ to pass through a binary position. That is, a number D which has n binary positions, takes $2\tau n$ seconds in order to get the result.

APPENDIX I. The proof for the square rooting is expressed by the following formula

$$D = q_0^2 + R0$$

where q_0 is the largest value of the square root and consequently $R0$ is the smallest value of the remainder. The same number N can also be represented as

$$D = (q_0 - b)^2 + Rb$$

where b is any real number smaller than or equal to q_0 .

For every discrete value of b , there is a pair of values for $(q_0 - b)$ and Rb , consequently for every b there exists an algebraically correct square rooting result. The example presented above in this paper is characterized by $D = 0.001111$, $q = 0.011$ and $b_0 = 0.000$, $b_1 = 0.001$, $b_2 = 0.010$, $b_3 = 0.011$. For these values of b , it results respectively :

$$(q_0 - b_0) = 0.011 \quad \text{and} \quad R0 = 0.000110$$

$$(q_0 - b_1) = 0.010 \quad \text{and} \quad R1 = 0.001011$$

$$(q_0 - b_2) = 0.001 \quad \text{and} \quad R2 = 0.01110$$

$$(q_0 - b_3) = 0.000 \quad \text{and} \quad R3 = 0.001111$$

Fig. 15 presents the largest value of the SQ and the corresponding remainder for $0.000001 \leq D \leq 0.111111$ when the remainder can take only positive values.

BIBLIOGRAFY

1. Soceneatnu A. Binary Division: A New Approach
2. Metze, G., „Minimal Square Rooting“, IEEE Transaction on Electronic Computers, Vol. EC-12, pg. 181-185.
3. Vineberg M. B., „A Radix four Square-Rooting Method“, Department of Computer Science, University of Illinois, Urbana, Illinois, Report No. 182, June 9, 1965.
4. Cowgill, D., „Logic Equation for a Built-in Square Root Method“, IEEE Transaction of Electronic Computers, Vol. EC-13, pg. 156, April 1964
5. Lenearts, E. H. „Automatic Square Rooting“, Electrical Engineering, July 1955.

ABSTRACT

A new method for performing square roots is presented. The key to this method lies in the observation that the proof of the square rooting is the multiplication of the square root with itself, followed by the addition of the remainder if there is any. By analysing the columns of the multiplication of the square root with itself, a table for every column can be completed. Based on these tables, a graph is composed and associated to the square root operation. Performing the square rooting is equivalent to finding a path through the graph. There are several paths, every one corresponding to an algebraically correct result, hence ambiguities occur. An algorithm for table composition is presented. The algorithm leads to simplified tables and avoids the ambiguities. An Example of square rooting is also presented.

PROCEDURE OF DETERMINISTIC IDENTIFICATION OF A CLASS OF VARI-LINEAR SYSTEMS

OF

P. CHELU and T. L. DRAGOMIR

1. Data of the problem. It is considered the vari-linear dynamic systems class with the input-output mathematic model (1) (IO-MM (1)), whose half-balanced variation coefficients $a_j(t)$ are given by (2), [1, 2]:

$$\sum_{j=0}^n a_j(t) y^{(j)}(t) = u(t); \quad (1)$$

$$a_j(t) = \sum_{k=0}^j c_{jk} t^k, \quad (2)$$

where u and y represents the input, respectively the output variable. The identification of a process whose corresponding system is of the given type consists in determining the coefficients c_{jk} , when it is known the concrete literary aspects of the coefficients $a_j(t)$.

The procedure exposed further considers a technical situation in which the noise may be neglected and for which the recordings of the input and output signals of the process have already been done on a time interval $t \in T = [0, t_f]$, $t_f = \text{finite}$. For $t < 0$ the system is in the zero-point. In this case, for any form of $u(t)$, the initial conditions of $y(t)$ are zero [3]:

$$y^{(j)}(0) = 0, \quad j = 0, 1, \dots, n-1. \quad (3)$$

2. Description of the procedure. Let us introduce the symbols (4)–(6):

$$F_{l,m}(t) = t^l y^{(m)}(t) \quad (4)$$

in which

$$y^{(m)}(t) = \begin{cases} = \text{the „}m\text{“ order derivate of } y(t) \text{ function of } t, \text{ if } m > 0, \\ = y(t), \text{ if } m = 0, \\ \int_0^t \dots \int_0^t y(t) dt \dots dt, \text{ the „}m\text{“ order integral of } y(t) \text{ from } 0 \text{ to } t, \\ \text{if } m < 0, \end{cases}$$

$$I_{l,m}(t) = \int_0^t F_{l,m}(t) dt \quad (5)$$

$$J_m(t) = \int_0^t \dots \int_0^t u(t) dt \dots dt \text{ (the „}m\text{“ order integral of } u(t) \text{ from } 0 \text{ to } t). \quad (6)$$

Using the symbols (4) and (6), IO-MM (1) gets the form:

$$\sum_{j=0}^n \sum_{k=0}^j c_{jk} F_{kj}(t) = J_0(t). \quad (7)$$

This equations will be integrated further n -times successively from 0 to t . After each integration it will be used the following expression, demonstrated in appendix :

$$I_{l,m}(t) = l! \sum_{i=0}^l (-1)^i \frac{1}{(-m)!} F_{l-i, m-i-1}(t). \quad (8)$$

Thus, after a first integration results the equation (9), based on relation (8). It takes the form (10) :

$$\sum_{j=0}^n \sum_{k=0}^j c_{jk} I_{kj}(t) = J_1(t) \quad (9)$$

$$\sum_{j=0}^n \sum_{k=0}^j c_{jk} k! \sum_{m_1=0}^k (-1)^{m_1} \frac{1}{(k-m_1)!} F_{k-m_1, j-m_1-1}(t) = J_1(t). \quad (10)$$

The highest order derivate of $y(t)$ which appears in equation (10), is $y^{(n-1)}(t)$ and corresponds to the functions $F_{k, n-1}(t)$. Analogous, after a second integration results the equation (11) in which derivatives of higher order than $n-2$ of $y(t)$ do not appear :

$$\sum_{j=0}^n \sum_{k=0}^j c_{jk} k! \sum_{m_1=0}^k (-1)^{m_1} \sum_{m_2=0}^{k-m_1} (-1)^{m_2} \frac{1}{(k-m_1-m_2)!} F_{k-m_1-m_2, j-m_1-m_2-2}(t) = J_2(t). \quad (11)$$

Finally after „ n “ integration it is obtained the relation (12) in which, for the first time does not appear any derivate of $y(t)$ since the indexes $j - \sum_{i=1}^n m_i - n$ are integers less or equal to zero :

$$\sum_{j=0}^n \sum_{k=0}^j c_{jk} k! \sum_{m_1=0}^k (-1)^{m_1} \sum_{m_2=0}^{k-m_1} (-1)^{m_2} \dots \sum_{m_{n-1}=0}^{k-\sum_{i=1}^{n-2} m_i} (-1)^{m_{n-1}} \sum_{m_n=0}^{k-\sum_{i=1}^{n-1} m_i} (-1)^{m_n} \frac{1}{\left(k - \sum_{i=1}^n m_i\right)!} F_{k-\sum_{i=1}^n m_i, j-\sum_{i=1}^n m_i-n}(t) = J_n(t). \quad (12)$$

The recording of $u(t)$ and $y(t)$ allow us to determine the quantities $J_n(t_i)$ and $F_{k-\sum_{i=1}^n m_i, j-\sum_{i=1}^n m_i-n}(t_i) = t_i^{k-\sum_{i=1}^n m_i} \int_0^{t_i} \int_0^{t_i} \dots \int_0^{t_i} y(t) dt \dots dt \left(n + \sum_{i=1}^n m_i - j \text{ order integral} \right)$ for any $t_i \in T$, as finite values. Equation (12) appears like a linear expression of the variables c_{jk} . Proceeding like [4], to establish the unknown coefficients, here in number less than :

$$(n+1) + n + (n-1) + \dots + 2 + 1 = (n+1)(n+2)/2,$$

are chosen a number of distinctive moments t_i equal to the number of coefficients. Particularising the equation (12) for every t_i , the coefficients c_{jk} are determined as solution of the linear system of equations formed from these particular equations

3. Conclusions. The procedure presented gives an on-line deterministic identification method for vari-linear monovariable systems, having IO-MM (1). Practically, for determining the coefficients c_{jk} , it is developed first relation (12) and then

particularised for a number of distinct moments $t=t_i$ equal to the coefficients number. The coefficients c_{jk} result finally as solution of an algebraic linear system.

For example, if IO-MM (1) has the aspect (1'), corresponding to equation (12) results the equation (12') :

$$(c_{22}t^2 + c_{20}) \ddot{y}(t) + (c_{11}t + c_{10}) \dot{y}(t) + c_{00}y(t) = u(t); \quad (1')$$

$$[F_{2,0}(t) - 4F_{1,-1}(t) + 6F_{0,-2}(t)]c_{22} + F_{0,0}(t)c_{20} + \\ + [F_{1,-1}(t) - 2F_{0,-2}(t)]c_{11} + F_{0,-1}(t)c_{10} + F_{0,-2}(t)c_{00} = J_2(t) \quad (12')$$

Particularising (12') for $t_1 \neq t_2 \neq t_3 \neq t_4 \neq t_5$, $t_i \in T$, ($i=1, 2, \dots, 5$), results a linear system of five equations having as unknown the five coefficients c_{22} , c_{20} , c_{11} , c_{10} and c_{00} which must be determined.

Since the system (1) contains the invariant case $\sum_{j=0}^n a_j y^{(j)}(t) = u(t)$, $a_j = \text{const.}$, se a particular case, the procedures of identification developed in [4, 1] appear now as particular cases of the presented procedure.

Taking into account the operation of linearising, from the technical point of view, the conditions (3) impose that primary to the recording of $u(t)$ and $y(t)$, the identified process has to be in a steady-state.

4. Appendix. Substituting relation (4) in relation (5) and integrating through parts, taking into account the condition (3), it is obtained the relation of recurrent (A-1) :

$$I_{l,m}(t) = F_{l,m-1}(t) - l I_{l-1,m-1}(t). \quad (A-1)$$

Successively results the relations :

$$I_{l-1,m-1}(t) = F_{l-1,m-1}(t) - (l-1) I_{l-2,m-2}(t) \quad (A-2)$$

$$\vdots$$

$$I_{1,m-l+1}(t) = F_{1,m-l}(t) - 1 \cdot I_{0,m-l}(t).$$

Noting that

$$I_{0,m-l}(t) = F_{0,m-l-1}(t), \quad (A-3)$$

through successive substitutions, from the system of equations (A-3), (A-2), (A-1) results for $I_{l,m}(t)$ the expression (8).

REFERENCES

1. Eykhoff, P., Identificarea sistemelor, Ed. Tehnică, București, 1977, § 4.1 și § 8.4.
2. Penescu, C., Sisteme, Ed. Tehnică, București, 1975, § 6.2.2. B.
3. Föllinger, O., Regelungstechnik, Elitera-Verlag, Berlin, 1972, § 3.9.
4. Dragomir, T., Budisan, N., Dragomir, E., Procedeu pentru identificarea unor sisteme liniare, Bul. Șt. și Tehnic al IPTVT, Seria electrotehnică, Tom 18(32), fasc. 2/1973, p. 153-161.

PROCEDEU DE IDENTIFICARE DETERMINISTĂ A UNEI CLASE DE SISTEME VARI-LINIARE

REZUMAT

În lucrare se prezintă un procedeu nou, de identificare deterministă, care se referă la sisteme liniare univariabile la intrare și la ieșire date prin modele matematice intrare-ieșire având coeficienții cu variație semiponderată în timp. Metoda dezvoltată presupune cunoscute înregistrările variabilei de intrare și variabilei de ieșire pe un interval de timp finit.

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMIȘOARA

Electrotehnică

Tom 23 (37)

Fascicula 2

IULIE-DECEMBRIE

1978

COLEGIUL DE REDACȚIE

Acad. prof. dr. doc. ing. IOAN ANTON, Prof. dr. ing. GHEORGHE CREȚU, Prof. em. dr. doc. ing. GHEORGHE SILAȘ — redactor șef, Prof. em. ing. CONSTANTIN AVRAM, m.c. al Acad. R.S.R., Prof. dr. ing. DUMITRU BECHERESCU, Prof. dr. ing. VASILE COCHECI, Prof. dr. BORISLAV CRSTICI, Prof. dr. ing. COLETA DE SABATA, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Conf. dr. ing. TRAIAN NICOARĂ, Prof. dr. ing. FRANCISC KOVACS, Acad. prof. dr. ing. DAN MATEESCU, Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Conf. dr. ing. IOAN NIȚA, Prof. em. dr. ing. GHEORGHE SAVII, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA, Prof. dr. ing. LIVIU BRÎNDEU — secretar de colegiu

COMITETUL DE REDACȚIE

III. Electrotehnica

Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Prof. dr. ing. IOAN NOVAC, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA — redactor responsabil, Prof. dr. ing. ANTON POLICEG — redactor responsabil adj., Prof. dr. ing. OVIDIU CRIȘAN, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Prof. dr. ing. VIOREL NEGRU, Prof. dr. ing. ALEXANDRU ROGOJAN, Conf. dr. ing. AUREL SOCENEANȚU, Prof. dr. ing. VLAD VAZDAUȚEANU — secretar de redacție

**BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMIȘOARA**

ELECTROTEHNICA

Tomul 23 (37)

Fascicula 2

Iulie-Decembrie 1978

SUMAR

Electrotehnică teoretică

I. DE SABATA, A. COLȚEU : Asupra teoriei macroscopice a cimpului electrocinetic distribuit pe suprafețe.	155
D. FRÄNKEL, B. ROTHENSTEIN, E. MAYER : Cu privire la axiomatizarea teoriei relativiste a electronilor.	161
I. VETREȘ : Componentele rezistențelor de transfer ale corpurilor semiconductoare în regim staționar în cimp magnetic.	166
D. FRÄNKEL : Despre o modificare a teoriei Maxwell-Hertz.	169
S. DOBRE : Nereciprocity generatorului Hall oglindită în parametrii cuadripolari.	177

Măsurări electrice

A. HELER : Dispozitiv cu traductor Hall pentru semnalizarea și reglarea nivelelor limită la lichide.	181
E. POP, I. NAFORNIȚA : Wattmetre și contoare numerice.	185
V. TIPONUȚ : Voltmetru numeric de vîrf pentru măsurarea supratensiunilor de comutație.	196
C. GRUIA : Asupra erorii de măsurare a puterii active și reactive la mutatorul cu trei pulsuri.	202

Aparate și Mașini electrice

I. SUCIU, L. MOLDOVAN, I. DELESEGA : Cercetări experimentale privind influența sarcinii formate din plăci feromagnetice asupra forței dezvoltate de electromagneții elevatori.	205
I. BOLDEA : Studiu experimental asupra motorului liniar sincron homopolar (LSHM)	210

Acționări electrice și Utilizarea energiei electrice

E. SERACIN, I. ȘORA, M. PRODAN, C. SCHUCH : Un nou sistem de acționare electrică a grinzilor rulante.	214
P. SCĂREANU, D. POPOVICI : Cercetări privind acționările în c.c. cu comanda în impulsuri de tensiune cu aplicabilitate în tracțiunea electrică.	219
D. POPOVICI, P. SCĂREANU, E. SERACIN : Utilizarea variatorului de tensiune alternantivă pentru comanda motoarelor liniare de acționare a podurilor rulante. ..	227

Electroenergetică

I. BESOIU, P. GHEJU : Utilizarea osciloperturbografului S-41 N pentru verificarea protecțiilor de distanță.	231
M. NEMES, C. IVAȘCU, C. VELICESCU, I. TOPÎRCEANU : Aplicarea soluției tratării neutrului prin rezistor de limitare în stația de 110/10 kV „VICTORIA” Timișoara.	235

Electronică și Telecomunicații

A. FANICIU, C. I. TOMA : Bloc de comandă secvențială a unui comutator video cu 10 căi.	241
C. I. TOMA, A. FANICIU : Considerații privind proiectarea circuitelor de separare după amplitudine a semnalelor de sincronizare.	244
C. I. TOMA, A. FANICIU, D. PASNENCO : Sistem de comandă telefon-magnetofon pentru redare-inregistrare în absența abonatului.	249
I. NAFORNIȚA, E. PETRIU, A. MIHĂESCU : Dispozitiv pentru determinarea experimentală a densității de repartiție pentru semnalele aleatoare ergodice.	252
E. PETRIU, I. NAFORNIȚA, D. PETRIU : Asupra utilizării registrelor de deplasare cu secvența pseudoaleatoare la realizarea unor numărătoare reversibile.	257

Calculatoare

V. POP, P. CRISINCOV, I. IACOB, C. ISTRATI : Microcalculator didactic microprogramat.	257
A. SOCEANEANȚU : Dispozitiv cablat, în formă de matrice pentru realizarea împărțirii binare.	266
C. CREȚU, M. PETRU, A. FURTUNESCU, E. VĂCĂRESCU : Probleme ale tratării operațiilor de intrare/ieșire într-un sistem de operare timp real.	270
A. SOCEANEANȚU, I. BALLA, E. BALLA, M. HENTEA, M. ROȘU : Exemplu de program pentru gestionarea în timp real a resurselor.	276
FIȘIER EDITORIAL.	283

**BULETIN SCIENTIFIQUE ET TECHNIQUE
DE
L'INSTITUT POLYTECHNIQUE „TRAIAN VUIA“ TIMIȘOARA**

ELECTROTECHNIQUE

Tome 23 (37)

Fasc. 2

Juillet-December 1978

SOMMAIRE

Electrotechnique théorique

DE SABATA, A. COLȚEU : Sur la Théorie macroscopique des champs electrocinétiques distribués sur des surfaces.	155
D. FRÄNKEL, B. ROTHENSTEIN, E. MAYER : On the axiomatisation of the relativistic electron theory.	161
I. VETRES : Das Verhalten der Übertragungswiderstände im stationären Stromungsfeld in Anwesenheit eines Magnetfeldes.	166
D. FRÄNKEL : Sur une modification de la theorie Maxwell-Hertz.	169
S. DOBRE : Non — reciprocity of the Hall Generator as reflected by the Quadripole Parameters.	177

Mesures électriques

A. HELER : Vorrichtung mit Hallgenerator zur Signalisierung und Regelung des Grenzniveaus von Flüssigkeiten.	181
E. POP, I. NAFORNIȚA : Digital Watt-meters and watt-hour-meters.	185
V. TIPONUȚ : Digitale Spitzenwert-voltmeter für Messung von Schaltüberspannungen.	196
C. GRUIA : About the measuring errors of the active and reactive power of the three-phase rectifier.	202

Appareilles et Machines électriques

I. SUCIU, L. MOLDOVAN, I. DELESEGA : Recherches expérimentales concernant l'influence de la charge constituée par des plaques ferro-magnétiques sur la force engendrée par des électro-aimants éleveurs.	205
I. BOLDEA : An experimental study of linlar synchronous homopolar motor (LSHM)	210

Asservissements électriques et Utilisation d'énergie électrique.

E. SERACIN, I. SORA, M. PRODAN, C. SCHUCH : Ein neues System des elektrischen Antriebs bei Rollschienen.	214
P. SCĂREANU, D. POPOVICI : Untersuchungen bezüglich des im elektrischen Traktion anwendbaren Gleichstromantriebs mit Impulssteuerung.	219
D. POPOVICI, P. SCĂREANU, E. SERACIN : A thyristor controller for feeding the translation unit's linear motor for electric driven cranes.	227

Electroénergétique

I. BESOIU, P. GHEJU : L'utilisation d'oscilloperturbographe S-41 N pour verifiser les protections de distance.	231
N. NEMEȘ, C. IVAȘCU, C. VELICESCU, I. TOPÎRCEANU : The application of Neutral treatement solution by limitation resistor in 110/10 kV Station „Victoria“ Timișoara.	235

Electronique, Télécommunications

A. FANICIU, C. I. TOMA : Sequential-control unit for 10 channel video switcher.	241
C. I. TOMA, A. FANICIU : Considerations on desing of sync-amplitude separator circuits.	244
C. I. TOMA, ARISTIDE FANICIU, D. PĂSNENCO : Système de commande d'un magnétophone par un poste téléphonique.	249
I. NAFORNIȚA, E. PETRIU, A. MIHĂIESCU : A device for experimental determination of P.D.F. for ergodic random signal.	252
E. PETRIU, I. NAFORNIȚA, D. PETRIU : On the use of pseudorandom shift registers in the up-down counters construction.	254

Ordinateurs

V. POP, P. CRISINCOV, M. IACOB, C. ISTRATI : Mikroprogrammierter Rechner für didaktische Zwecke.	257
A. SOCENEANȚU : A logic array for binary division.	266
V. CREȚU, M. PETRU, A. FURTUNESCU, E. VĂCĂRESCU : Problems of the I/O operation management in a real-time operating system.	270
A. SOCENEANȚU, I. BALLA, E. BALLA, M. HENTEĂ, M. ROȘU : A concurrent program for real time resource management.	276
FICHIER EDITORIEL.	283

Sur la théorie macroscopique des champs électrocinétiques distribués sur des surfaces

PAR

I. DE SABATA et A. COLȚEU

Pour l'étude des champs magnétiques dans les machines électriques [1], ou pour le calcul des couples qui s'exercent sur leurs rotors [2], on utilise, avec de bons résultats, le concept abstrait de „couche de courant” qui représente un champ électrocinétique distribué sur certaines surfaces. Parmi les caractéristiques électriques des diélectriques on a introduit aussi la notion de résistivité de surface, étroitement liée à la résistance d'une couche de courant [3]. Dans les milieux conducteurs ayant une dimension très petite par rapport aux autres, le champ électrocinétique peut être approxiné par un champ à répartition superficielle. C'est le cas, par exemple, de tous les générateurs Hall, ou des papiers électroconducteurs.

Dans cet article on présente une étude des champs à répartition sur des surfaces d'une configuration arbitraire, en introduisant, dans ce but, des concepts mathématiques adéquats et on établit les formes différentielles des lois du champ électromagnétique pour des points situés sur ces surfaces. Les propriétés des champ électrocinétiques stationnaires à répartition sur des surfaces sont présentées en détail.

1. Les notions qui suivent sont inspirées par la définition donnée en [4] pour la divergence planaire, notion introduite pour l'étude des champs plan — parallèles.

Soit une surface S sur laquelle on a défini un champ scalaire V_s . On appelle gradient sur la surface, la relation :

$$\text{grad}^* V_s = \lim_{\Delta S_r \rightarrow 0} \frac{\oint_{\Delta S_r} V_s d\vec{a}}{\Delta S_r} \quad (1)$$

où $\vec{a}$ représente le vecteur unitaire de la normale tangentielle et Γ une courbe qui limite la surface élémentaire ΔS_r , située sur S (fig. 1). Le vecteur $\vec{a}$ est dirigé vers l'extérieur de la surface ΔS_r .

Par les moyens utilisés à l'étude du gradient d'une fonction scalaire, on peut déduire que le gradient sur la surface satisfait, lui-aussi, les suivants propriétés :

— il est normal sur les courbes equi-scalaires $V_s = \text{cst}$ et

$$\vec{dl} \cdot \text{grad}^* V_s = dV_s, \text{ ou } \int_1^2 \text{grad}^* V_s \vec{dl} = V_{s2} - V_{s1} \quad (2)$$

— pour V_s et ses dérivées, des fonctions continues, le théorème de Gauss — Ostrogradski concernant le gradient devient :

$$\oint_{\Gamma} V_s \vec{a} dl = \int_{S_r} \text{grad}^* V_s dS \quad (3)$$

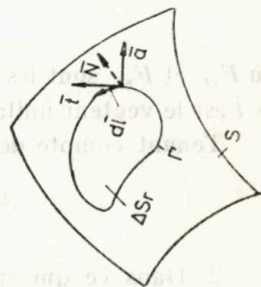


Fig. 1.

Soit maintenant un champ vectoriel défini sur la surface S et $\vec{F}_s$ le vecteur du champ. On appelle divergence sur la surface, du vecteur $\vec{F}_s$, l'expression

$$\operatorname{div}^* \vec{F}_s = \lim_{\Delta S_\Gamma \rightarrow 0} \frac{\oint_\Gamma \vec{F}_s \cdot \vec{a} \, dl}{\Delta S_\Gamma} \quad (4)$$

Quand, pour la courbe C_d qui sépare deux milieux différents, les composantes $(\vec{F}_s \cdot \vec{a})$ sont discontinues, l'expression (4) obtient des valeurs infinies pour n'importe quel point de la courbe C_d . Dans ces points on utilise la divergence linéaire du vecteur $\vec{F}_s$, donnée par :

$$\operatorname{div}_l^* \vec{F}_s = (\vec{F}_{s_2} - \vec{F}_{s_1}) \cdot \vec{a}_{12} \quad (5)$$

où $\vec{a}_{12}$ est la normale tangentielle dirigée vers le deuxième milieu, et F_{s_1} , F_{s_2} représentent les vecteurs du champ dans les deux milieux.

Avec (4) et (5) on obtient la transformation de Gauss-Ostrogradski pour la divergence sur la surface sous la forme :

$$\oint_\Gamma \vec{F}_s \cdot \vec{a} \, dl = \int_{ST} \operatorname{div}^* \vec{F}_s \, dS + \int_{Cd} \operatorname{div}_l^* \vec{F}_s \, dl \quad (6)$$

Dans la théorie des champs à répartition sur des surfaces on utilise l'identité :

$$\operatorname{div}^* V_s \vec{F}_s = V_s \operatorname{div}^* \vec{F}_s + \vec{F}_s \cdot \operatorname{grad}^* V_s \quad (7)$$

qui peut être démontrée par des moyens habituels.

On appelle rotation sur la surface du vecteur $\vec{F}_s$ l'expression :

$$\operatorname{rot}^* \vec{F}_s = \lim_{\Delta S_\Gamma \rightarrow 0} \frac{\oint_\Gamma \vec{F}_s \times \vec{a} \, dl}{\Delta S_\Gamma} = \vec{N} \lim_{\Delta S_\Gamma \rightarrow 0} \frac{\oint_\Gamma \vec{F}_s \cdot d\vec{l}}{\Delta S_\Gamma} \quad (8)$$

$\vec{N}$ désignant la normale de la surface et $d\vec{l} = \vec{l} \, dl$, un élément orienté de la courbe Γ . L'orientation sur la normale $\vec{N}$ correspond au trièdre Darboux déterminé par les vecteurs unitaires $\vec{l}$, $\vec{a}$ et $\vec{N}$.

La dernière égalité de (8) s'écrit en remarquant que :

$$\vec{F}_s \times \vec{a} = \vec{F}_s \times (\vec{N} \times \vec{l}) = \vec{N} \cdot (\vec{F}_s \cdot \vec{l}) \text{ et } d\vec{l} = \vec{l} \, dl$$

Avec la définition (8), il résulte que dans le cas des champs de surface potentiels : $\vec{F}_s = \operatorname{grad}^* V_s$, leur rotation étant nulle en vue de $\oint_\Gamma \operatorname{grad}^* V_s \cdot d\vec{l} = 0$, (9)

Pour des courbes C_d , ayant les composantes tangentes du vecteur $\vec{F}_s$ discontinues, la définition (8) donne des valeurs infinies dans les points de C_d . Dans ce cas on définit la rotation linéaire :

$$\operatorname{rot}_l^* \vec{F}_s = (F_{st_2} - F_{st_1}) \vec{N} \quad (9)$$

où F_{st_1} et F_{st_2} sont les composantes tangentes à la courbe C_d des vecteurs $\vec{F}_{s_1}$ et $\vec{F}_{s_2}$, et $\vec{l}$ est le vecteur unitaire tangent à cette courbe, dirigé dans le sens trigonométrique.

Tenant compte de (8) et (9) le théorème de Stokes devient :

$$\oint_\Gamma \vec{F}_s \cdot d\vec{l} = \int_{ST} \operatorname{rot}^* \vec{F}_s \cdot \vec{N} \, dS + \int_{Cd} \operatorname{rot}_l^* \vec{F}_s \cdot \vec{N} \, dl \quad (10)$$

2. Dans ce qui suit, on établira les équations des champs électrocinétique à répartition sur des surfaces, dénommés aussi „couches de courant“

L'intensité linéaire du courant de conduction par la courbe C sera définie de la manière suivante :

$$i = \int_C \vec{J}_s \cdot \vec{a} dl \quad (11)$$

où $\vec{a}$ représente le sens de référence du courant et $\vec{J}_s$ sa densité sur la surface.

Considérons, maintenant, une surface fermée Σ , dont l'intersection avec S donne la courbe Γ , et qui soit d'une telle manière conçue que les normales de Σ dans les points de la courbe Γ coïncident avec les vecteurs unitaires des normales tangentielles de Γ et extérieures à S_Γ . Supposons encore que Σ ne passe pas par d'autres milieux conducteurs. En appliquant la loi de la conservation de la charge libre sur la surface Σ on a

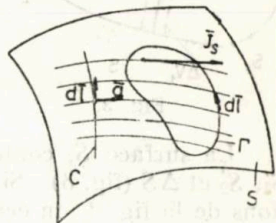


Fig. 1.

$$i_\Sigma = i_\Gamma = - \frac{dQ}{dt}, \quad (12)$$

Q désignant la charge libre à l'intérieur de Σ . Dans l'hypothèse que la charge de Σ est distribuée seulement sur S avec la densité ρ_s , et que la surface S est en repos, il résulte de (11) et (12) :

$$\oint_\Gamma \vec{J}_s \cdot \vec{a} dl = - \int_{s_\Gamma} \frac{\partial \rho_s}{\partial t} ds \quad (13)$$

qui représente la forme intégrale pour la loi de la conservation de la charge libre pour les couches de courant. On peut obtenir la forme différentielle en utilisant les définitions données pour $\text{div}^* \vec{J}_s$ et $\text{div}^* \vec{J}_s$.

$$\text{div}^* \vec{J}_s = - \frac{\partial \rho_s}{\partial t}, \quad \text{et} \quad \text{div}_l^* \vec{J}_s = - \frac{\partial \rho_l}{\partial t} \quad (14)$$

dans laquelle ρ_l apparaît comme la densité linéaire de la charge libre distribuée sur la courbe C .

Soulignons que la première égalité de (14) est différente de la forme différentielle bien connue de la loi de continuité, écrite à l'aide de la divergence superficielle.

Pour les milieux linéaires et isotropes la loi de la conduction exprime la proportionnalité entre la densité de courant de conduction sur la surface et l'intensité du champ électrique $\vec{E}_s + \vec{E}_{is}$, le facteur de proportionnalité étant la conductivité de surface σ_s , du milieu

$$\vec{J}_s = \sigma_s (\vec{E}_s + \vec{E}_{is}) \quad (15)$$

La loi de l'induction électromagnétique s'écrit :

$$\text{rot}^* \vec{E}_s = \frac{\partial \vec{B}_N}{\partial t} \quad (16)$$

ou $\vec{B}_N = (\vec{B} \cdot \vec{N}) \vec{N}$ représente la composante normale du vecteur induction magnétique, et pour la loi du circuit magnétique nous avons la forme habituelle :

$$\text{rot}_s \vec{H} = \vec{J}_s \quad (17)$$

Afin d'obtenir l'expression de la loi de transformation de l'énergie électromagnétique par courant de conduction, dans le cas des couches de courant, on écrira le principe de la conservation de l'énergie, pour le champ électromagnétique d'un volume limité par la surface Σ , à l'intérieur de laquelle on trouve des couches de courant, les corps sont immobiles et il n'existe pas de sources d'énergie (fig. 3). Supposons aussi, qu'à l'extérieur de la surface Σ il n'y a pas de courants de conduction distribués sur des surfaces.

Dans ces conditions, la loi de la conservation de l'énergie s'écrit :

$$-\oint_{\Sigma} (\vec{E} \times \vec{H}) d\vec{s} = \frac{\partial W_{elm}}{\partial t} + P, \quad (18)$$

le premier terme désignant le courant d'énergie à travers Σ et P , l'énergie transformée dans l'unité de temps en énergie intérieure par développement de chaleur.

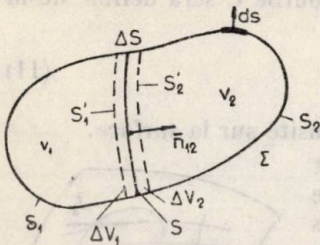


Fig. 3.

La surface S , contenant la couche de courant sera isolée à l'aide des surfaces S'_1 , S'_2 et ΔS (fig. 3). Si l'on tient compte des équations de Maxwell et avec les notations de la fig. 3, on écrit successivement :

$$\begin{aligned} \int_{S_1 U S'_1} (\vec{E} \times \vec{H}) d\vec{s} &= \int_{V_1 - \Delta V_1} \text{div} (\vec{E} \times \vec{H}) dv = \int_{V_1 - \Delta V_1} (\vec{H} \text{ rot } \vec{E} - \vec{E} \text{ rot } \vec{H}) dv = \\ &= - \int_{V_1 - \Delta V_1} \left(\vec{H} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \vec{E} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) dv - \int_{V_1 - \Delta V_1} \vec{J} \cdot \vec{E} dv \end{aligned} \quad (19)$$

$$\int_{S_2 U S'_2} (\vec{E} \times \vec{H}) d\vec{s} = - \int_{V_2 - \Delta V_2} \left(\vec{H} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \vec{E} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) dv - \int_{V_2 - \Delta V_2} \vec{J} \cdot \vec{E} dv \quad (20)$$

En faisant la somme des égalités (19) et (20) on obtient :

$$\begin{aligned} \int_{S_1 U S_2} (\vec{E} \times \vec{H}) d\vec{s} + \int_{S'_1 U S'_2} (\vec{E} \times \vec{H}) d\vec{s} &= - \int_{V_1 + V_2 - \Delta V} \left(\vec{H} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \vec{E} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) dv - \\ &- \int_{V_1 + V_2 - \Delta V} \vec{J} \cdot \vec{E} dv \end{aligned} \quad (21)$$

Si, dans l'égalité (21) on fait $\Delta V = \Delta V_1 + \Delta V_2 \rightarrow 0$, la réunion $S_1 U S_2$ tend vers la surface Σ , de sorte que l'on ait :

$$\begin{aligned} \oint_{\Sigma} (\vec{E} \times \vec{H}) d\vec{s} + \int_S \vec{n}_{12} (\vec{E}_1 + \vec{H}_1 - \vec{E}_2 \times \vec{H}_2) ds &= - \int_{V_{\Sigma}} \left(\vec{H} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \vec{E} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) dv - \\ &- \int_{V_{\Sigma}} \vec{J} \cdot \vec{E} dv \end{aligned} \quad (22)$$

D'autre part,

$$\vec{n}_{12} (\vec{E}_1 \times \vec{H}_1 - \vec{E}_2 \times \vec{H}_2) = \vec{n}_{12} [\vec{E}_t \times (\vec{H}_1 - \vec{H}_2)] = \vec{E}_t \text{ rot } \vec{H} = \vec{E}_s \cdot \vec{J}_s = \vec{E}_s \cdot \vec{J}_s$$

en vertu de la continuité des composantes tangentielles du vecteur $\vec{E}$, de (17) et de l'égalité évidente $\vec{E}_t = \vec{E}_s$.

Dés lors, le bilan énergétique devient :

$$-\oint_{\Sigma} (\vec{E} \times \vec{H}) d\vec{s} = \int_{V_{\Sigma}} \left(\vec{H} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \vec{E} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) dv - \int_{V_{\Sigma}} \vec{J} \cdot \vec{E} dv - \int_S \vec{E}_s \cdot \vec{J}_s ds \quad (23)$$

En comparant les relations (18) et (23) il résulte, en définitive, l'effet Joule-Lenz pour les points situés sur la surface S sous la forme

$$p_{J_s} = \vec{E}_s \cdot \vec{J}_s \quad (24)$$

et représente le pouvoir donné par le champ électromagnétique par courant de conduction distribué sur la surface.

3. Dans ce qui suit, on présentera les propriétés des couches de courant pour le régime électrocinétique stationnaire.

Les lois antérieurement écrites, prennent, dans les champs électrocinétiques stationnaires distribués sur des surfaces, sans des champs imprimés, les formes :

$$\begin{aligned} \operatorname{div}^* \vec{J}_s &= 0 \\ \operatorname{div}^* \vec{E}_s &= 0 \\ \vec{J}_s &= \sigma_s \vec{E}_s \\ \operatorname{rot}^* \vec{E}_s &= 0 \\ p_{J_s} &= \vec{E}_s \cdot \vec{J}_s \end{aligned} \quad (25)$$

De la quatrième égalité de (25), il résulte $\vec{E}_s = -\operatorname{grad}^* \bar{V}_s$ désignant le potentiel scalaire de l'intensité du champ électrocinétique.

Puisque les égalités (25) sont identiques à celles d'un champ électrocinétique stationnaire distribué dans un volume, les formes des théorèmes de l'unicité, de la refraction, de superposition etc., doivent maintenir leur valabilité pour les couches de courant.

Comme le théorème de réciprocité se trouve à la base de la notion de résistance, on va le démontrer dans ce qui suit.

Soit la surface conductrice S_r , même non-homogène, mais isotrope et sans champ imprimé, limité par la courbe Γ et alimentée par „n“ électrodes sous les potentiels $V_{s_1}, V_{s_2} \dots V_{s_n}$ avec les intensités $i_{l_1}, i_{l_2} \dots i_{l_n}$.

Considérons un autre état du champ distribué sur la surface, les électrodes ayant les potentiels $V'_{s_1}, V'_{s_2} \dots V'_{s_n}$ et les courants, les valeurs $i'_{l_1}, i'_{l_2} \dots i'_{l_n}$.

Il est facile de montrer que les deux états satisfont à la relation :

$$\operatorname{div}^* (V'_s \vec{J}_s - V_s \vec{J}'_s) = -\vec{E}'_s \vec{J}_s + \vec{E}_s \vec{J}'_s = 0 \quad (26)$$

En appliquant le théorème (8) au vecteur $V'_s \vec{J}_s - V_s \vec{J}'_s$, pour la surface S , on a

$$\oint_{\Gamma} V'_s \vec{J}_s \cdot \vec{a} dl = \oint_{\Gamma} V_s \vec{J}'_s \cdot \vec{a} dl \quad (27)$$

puisque sur la courbe C_d qui sépare les deux milieux on peut écrire :

$$[(V'_s \vec{J}_s)_2 - (V'_s \vec{J}_s)_1] \cdot \vec{a} = V'_s \operatorname{div}^* \vec{J}_s = 0$$

$$[(V_s \vec{J}'_s)_2 - (V_s \vec{J}'_s)_1] \cdot \vec{a} = V_s \operatorname{div}^* \vec{J}'_s = 0$$

les potentiels V_s et V'_s étant des fonctions continues.

Finalement, en remarquant que pour les points de la courbe Γ , à l'exception des électrodes, $\vec{J}_s \cdot \vec{a} = \vec{J}'_s \cdot \vec{a} = 0$, on obtient

$$\sum_1^n V'_{s_\lambda} i_{l_\lambda} = \sum_1^n V_{s_\lambda} i'_{l_\lambda} \quad (28)$$

qui représente la forme intégrale du théorème de la réciprocité.

Dans les sommes de (28) les intensités i_{l_λ} et i'_{l_λ} sont positives si leur sens de référence est dirigé vers le milieu et négatives dans le cas contraire.

Soit maintenant un résistor, fig 5a, dont les électrodes ont les potentiels V_{s_1} et V_{s_2} , traversés par les courants égaux :

$$i_{l_1} = i_{l_2} = i_l$$

La surface conductrice peut être non homogène, mais isotrope et sans champ imprimé.

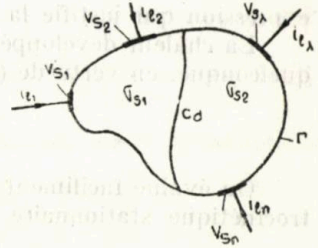


Fig. 4.

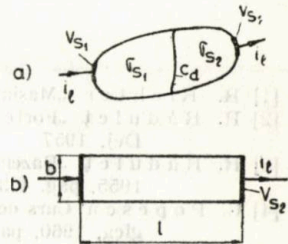


Fig. 5.

On suppose un autre état du système, qui garde la propriété du résisteur, représenté par V'_{s1} , V'_{s2} , i'_l .

Le théorème de la réciprocité nous conduit au résultat suivant ;

$$\frac{V_{s1} - V_{s2}}{i_l} = \frac{\bar{V}'_{s1} - V'_{s2}}{i'_l} = R_s \quad (29)$$

ce qui montre, que le rapport entre la différence de potentiel des électrodes et l'intensité du courant est indépendant des états électrocinétiques du résisteur. Ce rapport s'appelle la résistance de surface du résisteur.

Si on considère un résisteur uniforme, fig 5 b, la résistance devient :

$$R_s = \frac{E_s \cdot l}{\sigma_s E_s b} = \frac{l}{\sigma_s b} \quad (30)$$

expression qui justifie la méthode de mesure de σ donnée en [4].

La chaleur développée, dans l'unité de temps dans un résisteur ayant une forme quelconque, en vertu de (24) et de la loi de conduction est donnée par la relation :

$$\frac{dQ}{dt} = \int_{S_F} \bar{J}_s \omega_s ds = \int_{S_F} \frac{J_s^2}{\sigma_s} ds$$

On évalue facilement la dernière intégrale, en observant que pour le régime électrocinétique stationnaire

$$\text{div}^* V_s \bar{J}_s = - \frac{\bar{J}_s^2}{\sigma_s}, \text{ et}$$

$$\begin{aligned} \frac{dQ}{dt} &= - \int_{S_F} \text{div}^* V_s \bar{J}_s ds = - \oint_{\Gamma} V_s \bar{J}_s \bar{a} dl = \\ &= (V_{s1} - V_{s2}) i_l = i_l^2 R_s = \frac{(V_{s1} - V_{s2})^2}{R_s} \end{aligned} \quad (31)$$

On voit donc, que la résistance d'un résisteur de surface a des propriétés identiques à celles de la résistance des milieux définie pour les champs électrocinétiques stationnaires distribués dans des volumes.

RÉSUMÉ

Dans cet article on introduit quelques concepts concernant les champs vectoriels définis sur des surfaces quelconques. A l'aide de ces concepts on établit les formes locales pour les lois du champ électrocinétique dans un régime nonstationnaire. On étudie, en détail, les propriétés des champs électrocinétiques stationnaires, distribués sur des surfaces, qui représentent des éléments idéaux largement utilisés pour l'étude des actions ponderomotrices dans les machines électriques, aussi bien que pour le calcul des champs magnétiques.

LITERATURE

- [1] R. Richter „Maşini electrice“, vol. I. Bucureşti, Editura tehnică, 1953.
- [2] R. Răduleş „Forţe generale în maşini electrice“ — Bul. şt. al Inst. căi ferate Gh. Gheorghiu Dej, 1957
- [3] R. Răduleş „Bazele teoretice ale electrotehnice“, vol. I, Bucureşti, Litografia învăţămîntului, 1955, pag. 433
- [4] C. Popescu „Curs de materiale electrotehnice“, Bucureşti, Editura de Stat didactică şi pedagogică, 1960, pag. 298
- [5] I. De Sabata „Bazele electrotehnice“, vol. I, Timişoara, Centru de multiplicare I.P.T.V.T. 1972, p. 278—298.

CU PRIVIRE LA AXIOMATIZAREA TEORIEI RELATIVISTE A ELECTRONILOR

DE

D. FRÄNKEL, B. ROTHENSTEIN E. MAYER

1. Introducere. Vechile încercări de a axiomatiza teoria relativistă a electronilor [1–3] au fost reluate în ultimele două decenii [4–9]. Toate lucrările se bazează pe transformările lui Lorentz din mecanica relativistă, deci pe postulatele teoriei relativității restrinse și pe aserțiunea că în sistemul de referință S' legat de o sarcină electrică, forța exercitată de câmpul stabilit de această sarcină asupra unei particule încărcate este independentă de viteza acesteia în raport cu S' . În [4, 8] se consideră că această aserțiune este justificată experimental, iar în [9] i se dă o demonstrație. Lucrarea de față are aceleași puncte de plecare, dar afirmă că independența forței de viteza particulei este un postulat care nu poate fi practic verificat experimental, iar demonstrația ce i se dă în [9] este eronată.

Pentru a ajunge la ecuațiile lui Maxwell, diferiți autori admit diferite postulate suplimentare: legea fluxului electric și retardarea [4], legea lui Coulomb în referențialul sarcinii care produce câmpul [5, 7, 8, 9] etc. În prezenta lucrare se postulează suplimentar doar legea fluxului electric în formă integrală în orice sistem de referință. Folosind aceleași definiții ale intensității câmpului electric și inducției magnetice ca în lucrările citate, se ajunge simplu (și nu numai în cazul particular al vitezelor relativ mici ca în [8]) la sistemul complet al ecuațiilor relativiste Maxwell-Lorentz.

De subliniat că deducerea este valabilă numai în cazul când sarcinile care produc câmpul electromagnetic se mișcă rectiliniu și uniform.

2. Transformările lui Lorentz. Adoptând cele două postulate ale teoriei relativității restrinse:

- a) independența formei ecuațiilor fizicii de sistemul de referință inerțial
- b) existența unui semnal care se propagă în vid în toate direcțiile cu aceeași viteză C , în orice sistem inerțial.

Se ajunge la cunoscutele relații de transformare ale lui Lorentz.

Dacă sistemul de referință S' se mișcă rectiliniu și uniform cu viteza $\bar{v}$ în raport cu sistemul de referință S (viteza $\bar{v}$ fiind măsurată în S), fără a restringe generalitatea, se pot alege sisteme de coordonate cu axe paralele cu axele Ox și Ox' având orientarea vitezei $\bar{v}$ și cu originile O și O' coincidente în momentul inițial comun $t=t'=0$.

Relațiile de transformare pentru vectorul de poziție, viteză și forță se exprimă în acest caz în forma:

$$\bar{R}' = \gamma (x - vt) \bar{i} + y \bar{j} + z \bar{k}. \quad (1)$$

$$\bar{U}' = \frac{(U_x - v) \bar{i} + \gamma^{-1} (U_y \bar{j} + U_z \bar{k})}{1 - \frac{v U_x}{C^2}}, \quad (2)$$

$$\vec{F} = \frac{\left[F'_x + \frac{v}{C^2} (\vec{F}' \cdot \vec{U}') \right] i + \gamma^{-1} (F'_y \vec{j} + F'_z \vec{k})}{1 + \frac{v U'_x}{C^2}}, \quad (3)$$

unde

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{C^2}}}.$$

3. Ipoteze, definiții, postulate. Se admit ipotezele teoriei electronilor: existența în vidul intraatomic și molecular a unor particule elementare încărcate electric, caracterizate printr-o mărime scalară, sarcina electrică și imposibilitatea interacțiunii la distanță între particule, adică teoria cîmpului, potrivit căreia cîmpul electromagnetic stabilit de particulele elementare în mișcare exercită acțiuni ponderomotoare asupra acestora.

Se definește intensitatea cîmpului electric, ca raportul dintre forța $\vec{F}(0)$, exercitată în sistemul de referință S considerat, asupra particulei cu sarcina q , imobile față de sistem și dintre această sarcină :

$$\vec{E} = \frac{\vec{F}(0)}{q}. \quad (4)$$

Se admit două postulate : 1. Fluxul intensității cîmpului electric prin orice suprafață închisă Σ este un invariant și este egal în orice sistem de referință inerțial cu sarcina electrică închisă de suprafață, raportată la o constantă universală, ϵ_0 :

$$\int_{\Sigma} \vec{E} d\vec{S} = \frac{q_e}{\epsilon_0}. \quad (5)$$

Acest postulat implică invarianța sarcinii electrice.

Forța exercitată de cîmpul stabilit de o sarcină Q' , măsurată în sistemul de referință inerțial S' care are viteza egală cu viteza momentană a sarcinii Q' (sistem de referință propriu momentan) asupra particulei încărcate cu sarcina q este independentă de viteza v' a particulei față de sistemul S' .

Încercarea de a demonstra aserțiunea formulată de acest postulat, [9], este eronată, deoarece ea se bazează pe ipoteza egalității fluxurilor elementare ale lui $\vec{E}$ și $\vec{E}'$ în două sisteme inerțiale S și S' , prin suprafețele elementare $d\vec{S}$ și $d\vec{S}'$ și nu pe egalitatea fluxurilor lor prin suprafețe închise.

Verificarea experimentală a acestui postulat ar fi posibilă doar la viteze foarte mari deci ar presupune instalații de dimensiuni enorme, practic irealizabile. Spre exemplu independența de viteză a deflecției electronului care trece între armăturile unui condensator [4], ar putea fi pusă în evidență numai cu ajutorul unor plăci de deflecție extrem de mari.

Din primul postulat și din considerații de simetrie sferică, intensitatea cîmpului electric $\vec{E}'$ al unei sarcini punctiforme, Q' , în sistemul inerțial propriu S' sau al aceleiași sarcini distribuite uniform cu densitatea ρ'_v într-o sferă, într-un punct P' exterior sferei, cu vectorul de poziție $\vec{R}'$ în raport cu centrul acesteia, este :

$$\vec{E}'_e = \frac{Q' \vec{R}'}{4\pi\epsilon_0 R'^3}. \quad (6)$$

iar într-un punct în interiorul sferei este :

$$\bar{E}'_i = \frac{\rho v'}{3\epsilon_v} R'. \quad (7)$$

Aplicînd principiul superpoziției, și observînd că $\bar{E}'_i = 0$ în centrul sferei, se obține pentru intensitatea cîmpului electric stabilit în S' de un sistem oarecare de corpuri încărcate cu densitatea de volum ρ'_v , imobile în raport cu S' :

$$\bar{E}' = \bar{E}'_e = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{v\Sigma} \frac{\rho'_v \bar{R}'}{R'^3} dv' \quad (8)$$

unde $\rho'_v dv' = dQ'$ este un invariant, fiind sarcina electrică a elementului de volum dv' .

Din al doilea postulat rezultă că în sistemul S' legat de sarcina punctiformă Q' , (sau de $\rho'_v dv'$) care produce cîmpul electric, forța $\bar{F}'$ ($\bar{U}'$) exercitată asupra particulei încărcate cu sarcina q ce se mișcă cu viteza u' față de S' este egală cu cea exercitată asupra aceleiași particule imobile $\bar{F}'(o)$:

$$\bar{F}'(\bar{U}') = \bar{F}'(o) = q\bar{E}. \quad (9)$$

Din relațiile (6), (8) și (9), precum și din relațiile de transformare (1), (2) și (3), admitînd definiția inducției magnetice corespunzătoare expresiei forței Lorentz, se obțin celelalte ecuații ale teoriei Maxwell — Lorentz relativiste.

4. Deducerea ecuațiilor Maxwell — Lorentz. Forța $\bar{F}$ ce se exercită în sistemul inerțial S asupra particulei încărcate cu sarcina q ce se mișcă cu viteza $\bar{U}'$ față de S' și cu viteza $\bar{U}$ față de S în cîmpul sarcinii punctiforme Q , se determină din relația (3) în care $\bar{R}'$ și $\bar{U}'$ se înlocuiesc cu expresiile lor (1) și (2).

Separînd componenta lui $\bar{F}$ independentă de viteză, de cea dependentă de viteză, se obține :

$$\bar{F} = \bar{F}(o) + \frac{\bar{U}}{c^2} \times [\bar{v} \times \bar{F}(o)]. \quad (10)$$

Potrivit definiției (4)

$$\bar{F}(o) = q\bar{E} \quad (11)$$

și definind inducția magnetică prin :

$$\bar{B} = \frac{1}{c^2} (\bar{v} \times \bar{E}) \quad (12)$$

se ajunge la legea acțiunii preponderomotoare :

$$\bar{F} = q (\bar{E} + \bar{U} \times \bar{B}). \quad (13)$$

Din înlocuirile efectuate rezultă că $\bar{E}$ are expresia :

$$\bar{E} = \gamma \frac{Q}{4\pi\epsilon} \frac{(x-vt)\bar{i} + y\bar{j} + z\bar{k}}{R'^3} dv \quad (14)$$

deoarece $Q' = Q$.

Analog, dacă se consideră distribuția volumetrică de sarcină electrică se obține, considerînd doar cîmpul sarcinilor exterioare particulei considerate :

$$\bar{E} = \frac{\gamma}{4\pi\epsilon_e} \int_{v\Sigma} \frac{\rho v [(x-vt)\bar{i} + y\bar{j} + z\bar{k}]}{R'^3} dv \quad (15)$$

deoarece $\rho'_v dv' = \rho_v dv$.

De remarcat că divergența acestui câmp în punctul ocupat de particulă este nulă :

$$\operatorname{div} \vec{E} = 0. \quad (16)$$

Observînd că

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{R^3} \right) = - \frac{3v^2 (x-vt)}{R^5}; \quad \frac{\partial}{\partial v} \left(\frac{1}{R^3} \right) = - \frac{3v}{R^5} \quad (v=y, z) \text{ și}$$

$$\frac{\partial E_v}{\partial t} = -v \frac{\partial E_v}{\partial x} \quad (v=x, y, z), \quad (17)$$

din (12) rezultă :

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (18)$$

și

$$C^2 \operatorname{rot} \vec{B} = \operatorname{rot} (\vec{v} \times \vec{E}) = (\vec{E} \nabla) \vec{v} - \vec{E} \operatorname{div} \vec{v} + \vec{v} \operatorname{div} \vec{E} - (\vec{v} \nabla) \vec{E}. \quad (19)$$

Deoarece câmpul vitezei $\vec{v}$ este uniform din (16) și din ultima relație (17) urmează :

$$\operatorname{rot} \vec{B} = \frac{1}{C^2} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}. \quad (20)$$

În sfîrșit din relațiile (12), (14) și (17) se obține

$$\operatorname{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}. \quad (21)$$

Cînd câmpul electromagnetic este produs de sarcini electrice aflate în mișcare relativă, pentru fiecare sarcină se consideră sistemul de referință inerțial propriu momentan S'_μ și se trece la același sistem de referință S , aplicînd ulterior principiul superpoziției. Fîndcă relațiile (18), (19) și (20) sînt adevărate pentru $\vec{E}_\mu$ și $\vec{B}_\mu$, ele sînt adevărate și pentru suma lor : $\vec{E} = \sum \vec{E}_\mu$ și $\vec{B} = \sum \vec{B}_\mu$. Sarcina q a particulei însăși, presupusă distribuită uniform cu densitatea ρ_v în sistemul S , trebuie considerată aparte, deoarece divergența câmpului său electric $\vec{E}_0$ este diferită de zero. Din postulatul (1) rezultă că

$$\operatorname{div} \vec{E}_0 = \frac{\rho_v}{\epsilon_0}. \quad (22)$$

Pentru sistemul legat de particulă viteza $\vec{v}$ este egal cu $\vec{U}$, deci din (19) și (22) urmează pentru inducția magnetică corespunzătoare $\vec{B}_0$:

$$C^2 \operatorname{rot} \vec{B}_0 = \vec{U} \frac{\rho_v}{\epsilon_0} + \frac{\partial \vec{E}_0}{\partial t}. \quad (23)$$

Ca urmare, aplicînd principiul superpoziției pentru toate sarcinile electrice, inclusiv particula considerată, se obține pentru câmpurile rezultante $\vec{E}$ și $\vec{B}$ următorul sistem de ecuații.

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho_v}{\epsilon_0} \quad (24)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (25)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (26)$$

$$\operatorname{rot} \vec{B} = \mu_0 \left(\rho_v \vec{U} + \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) \quad (27)$$

unde s-a notat $\epsilon_0 C^2 = \frac{1}{\mu_0}$.

Acest sistem, împreună cu expresia (13) a forței coincide cu sistemul complet al teoriei Maxwell — Lorentz relativiste.

De observat că în relația (27) $\vec{U}$ este viteza particulei în raport cu sistemul de referință considerat și nu viteza relativă a două sisteme de referință cum se considera greșit în [8].

REZUMAT

Se prezintă un sistem de axiomatizare a teoriei relativiste a electronilor bazat pe mecanica relativistă și pe două postulate suplimentare: legea fluxului electric în formă integrală, valabilă și invariantă în orice sistem de referință inerțial și independența forței exercitate de câmpul stabilit de sarcina Q în sistemul de referință propriu a acestuia, asupra particulei încărcate cu sarcina q , de viteza particulei față de acest sistem de referință.

BIBLIOGRAFIE

- [1] I. I. Thompson: The Corpuscular Theory of matter, London 1907.
- [2] R. C. Tollmann: Phil. Mag. 21 (1911) p. 296.
- [3] W. F. G. Swann: Phys. Rev. 28 (1926) p. 531.
- [4] D. H. Frisch and L. Wilets: American Journal of Physics 23 (1955) p. 574.
- [5] H. Duran Castro: Revista Colombiana de Física 10 (1974) nr. 1 și 2 p. 67.
- [6] Z. Horák: Elektrotechnický obzor 51 (1962) F. 10, p. 505.
- [7] Z. Horák: Elektrotechnický obzor 60 (1971) F. 6, p. 287.
- [8] G. Mierdel: Elektrie 26 (1972) F. 10, p. 302.
- [9] I. G. Vargas: Revista Colombiana de Física 11 (1975) nr. 1 și 2 p. 3

ON THE AXIOMATISATION OF THE RELATIVISTIC ELECTRON THEORY

CONTENT

The relativistic electron — theory is presented in axiomatical form, using the relativistic mechanic and two supplementary postulate only: the integral form of the electric flux law, assuming to be true and invariant in any inertial system, and the independence of the force acting on a charged particle in the field produced by a charge Q , measured in the proper reference system of latter, from the velocity of the first with respect to Q .

COMPONENTELE REZISTENȚELOR DE TRANSFER ÎN REGIM STAȚIONAR ÎN CÎMP MAGNETIC

DE

I. VETREȘ

Comportarea dispozitivelor galvanomagnetice în regim staționar poate fi descrisă prin ecuații în care intervin și rezistențele de transfer care depind de inducția magnetică. Descompunerea rezistențelor de transfer în componente a fost făcută în literatură în cazul unei plăci Hall de formă oarecare situată în cîmp magnetic transversal [1]. Rezistențele de transfer se utilizează și la determinarea parametrilor fizici (ρ și C_H) a materialelor semiconductoare. În acest scop au fost folosite componentele rezistențelor de transfer la determinarea variației rezistivității cu inducția magnetică considerînd o placă semiconductoare de formă arbitrară [2].

În lucrare se generalizează rezultatele obținute și în cîmpuri magnetice netransversale, pornind de la forma generală a legii conducției electrice, respectiv se ia în considerare o repartitie spațială a cîmpului electrocinetic. Se consideră un corp de formă oarecare din material semiconductor liniar, omogen și izotrop, prevăzut cu patru electrozi metalici de conductivitate foarte mare și suprafață arbitrară, situat într-un cîmp magnetic uniform de inducție $\vec{B}$ (fig. 1).

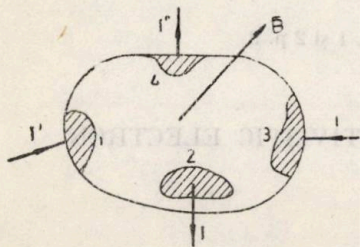


Fig. 1. Corp semiconductor de formă oarecare situat în cîmp magnetic uniform.

Legea conducției electrice în formă locală, în prezența inducției magnetice și în absența unor gradienti de temperatură în corp, se exprimă în forma [3]

$$\vec{J} = \alpha \vec{E} + \beta (\vec{E} \times \vec{B}) + \gamma (\vec{E} \times \vec{B}) \cdot \vec{B} \quad (1)$$

în care $\vec{J}$ reprezintă densitatea curentului electric, $\vec{E}$ — intensitatea cîmpului electric, $\vec{B}$ — inducția magnetică, iar α , β , γ sînt coeficienți ce depind de proprietățile fizico-chimice ale materialului semiconductor și de valoarea inducției magnetice. Consi-

derînd două stări electrocinetice stabilite prin alimentarea între electrozii 1—2 cu curentul I' , electrozii 3—4 fiind în gol și respectiv prin alimentarea între electrozii 3—4 cu curentul I'' , electrozii 1—2 fiind în gol, densitățile de curent corespunzătoare $\vec{J}'$ și respectiv $\vec{J}''$ pot fi exprimate pe baza relației (1) în forma :

$$\vec{J}' = \alpha \vec{E}' + \beta (\vec{E}' \times \vec{B}) + \gamma (\vec{E}' \cdot \vec{B}) \cdot \vec{B} \quad (2)$$

$$\vec{J}'' = \alpha \vec{E}'' + \beta (\vec{E}'' \times \vec{B}) + \gamma (\vec{E}'' \cdot \vec{B}) \cdot \vec{B} \quad (3)$$

Înmulțind scalar relațiile (2) și (3) cu $\vec{E}''$ respectiv $\vec{E}'$ se obține

$$\vec{J}' \cdot \vec{E}'' = \alpha \vec{E}' \cdot \vec{E}'' + \beta (\vec{E}' \times \vec{B}) \cdot \vec{E}'' + \gamma (\vec{E}' \cdot \vec{B}) (\vec{B} \cdot \vec{E}'') \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \vec{J}'' \cdot \vec{E}' &= \alpha \vec{E}'' \cdot \vec{E}' + \beta (\vec{E}'' \times \vec{B}) \cdot \vec{E}' + \gamma (\vec{E}'' \cdot \vec{B}) (\vec{B} \cdot \vec{E}') = \\ &= \alpha \vec{E}' \cdot \vec{E}'' - \beta (\vec{E}' \times \vec{B}) \cdot \vec{E}'' + \gamma (\vec{E}' \cdot \vec{B}) (\vec{B} \cdot \vec{E}'') \end{aligned} \quad (5)$$

Relațiile (4) și (5) fiind adevărate în orice punct al corpului semiconductor ele pot fi integrate pe întreg volumul v_{Σ} al corpului

$$\int_{v_{\Sigma}} \vec{J}' \cdot \vec{E}'' dv = \int_{v_{\Sigma}} [\alpha \vec{E}' \cdot \vec{E}'' + \gamma (\vec{E}' \cdot \vec{B}) (\vec{B} \cdot \vec{E}'')] dv + \int_{v_{\Sigma}} \beta (\vec{E}' \times \vec{B}) \cdot \vec{E}'' dv \quad (6)$$

$$\int_{v_{\Sigma}} \vec{J}'' \cdot \vec{E}' dv = \int_{v_{\Sigma}} [\alpha \vec{E}' \cdot \vec{E}'' + \gamma (\vec{E}' \cdot \vec{B}) (\vec{B} \cdot \vec{E}'')] dv - \int_{v_{\Sigma}} \beta (\vec{E}' \times \vec{B}) \cdot \vec{E}'' dv \quad (7)$$

Cu notațiile $\Psi_a = \int_{v_{\Sigma}} [\alpha \vec{E}' \cdot \vec{E}'' + \gamma (\vec{E}' \cdot \vec{B}) (\vec{B} \cdot \vec{E}'')] dv$ și $\Psi_b = \int_{v_{\Sigma}} \beta (\vec{E}' \times \vec{B}) \cdot \vec{E}'' dv$ relațiile (6) și (7) se scriu în forma

$$\int_{v_{\Sigma}} \vec{J}' \cdot \vec{E}'' dv = \Psi_a + \Psi_b \quad (6')$$

$$\int_{v_{\Sigma}} \vec{J}'' \cdot \vec{E}' dv = \Psi_a - \Psi_b \quad (7')$$

în care Ψ_a, Ψ_b sînt două mărimi cu dimensiune de putere electrică. Ținînd cont de caracterul potențial al intensității cîmpului electric ($\nabla \times \vec{E}' = \nabla \times \vec{E}'' = 0$) se poate scrie $\vec{E}' = -\nabla V'$ și $\vec{E}'' = -\nabla V''$, iar pe de altă parte folosind egalitatea vectorială

$$\nabla (V \cdot \vec{J}) = \vec{J} (\nabla V) + V (\nabla \cdot \vec{J})$$

și ținînd cont că în regim staționar $\nabla \cdot \vec{J}' = \nabla \cdot \vec{J}'' = 0$, relațiile (6') și (7') devin

$$-\int_{v_{\Sigma}} \nabla (V'' \cdot \vec{J}') dv = \Psi_a + \Psi_b$$

$$-\int_{v_{\Sigma}} \nabla (V' \cdot \vec{J}'') dv = \Psi_a - \Psi_b$$

Aplicînd în membrul stîng transformarea de integrale Gauss – Ostrogradski se obține

$$-\int_{\Sigma} V'' \cdot \vec{J}' \cdot \vec{ds} = \Psi_a + \Psi_b \quad (8)$$

$$-\int_{\Sigma} V' \cdot \vec{J}'' \cdot \vec{ds} = \Psi_a - \Psi_b \quad (9)$$

în care Σ este suprafața închisă ce delimitează corpul din figura 1. Deoarece porțiunea din suprafața Σ neacoperită de electrozii metalici este o suprafață de cîmp pentru $\vec{J}'$ și $\vec{J}''$ integralele din relațiile (8) și (9) sînt nule pe această porțiune ($\vec{J} \cdot \vec{ds} = 0$).

Suprafețele electrozilor fiind echipotențiale și ținînd cont că $\int_S \vec{J} \cdot \vec{ds} = I$ și de sensul curenților din figura 1, relațiile (8) și (9) devin

$$V_1' I' - V_2'' \cdot I' = \Psi_a + \Psi_b \quad (10)$$

$$V_3' \cdot I'' - V_4' I'' = \Psi_a - \Psi_b \quad (11)$$

în care s-a ținut cont că $I' = 0$ la electrozii 3 și 4, respectiv $I'' = 0$ la electrozii 1 și 2, fiind presupuși în gol. Pe baza relațiilor (10) și (11) rezistențele de transfer R_i' cu

alimentare pe la electrozii 1-2 și respectiv R_t'' cu alimentare pe la electrozii 3-4 pot fi scrise în forma

$$R_t' = \frac{U_{34}}{I'} = \frac{V_3 - V_4}{I'} = \frac{\Psi_a - \Psi_b}{I' \cdot I''} = R_a - R_b \quad (12)$$

$$R_t'' = \frac{U_{12}}{I''} = \frac{V_1 - V_2}{I''} = \frac{\Psi_a + \Psi_b}{I' \cdot I''} = R_a + R_b \quad (13)$$

Relațiile (12) și (13) pun în evidență faptul că rezistențele de transfer în prezența inducției magnetice nu sînt egale, $R_t' \neq R_t''$, dar ele conțin aceleași două componente $R_a = \Psi_a / (I' I'')$ și $R_b = \Psi_b / (I' I'')$. De menționat că în timp ce în una din rezistențele de transfer (R_t'') intervine suma celor două componente, în cealaltă rezistență de transfer (R_t') intervine diferența lor. Cele două componente ale rezistențelor de transfer reprezintă semisuma respectiv semidiferența celor două rezistențe de transfer

$$R_a = \frac{R_t' + R_t''}{2}, \quad R_b = \frac{R_t' - R_t''}{2} \quad (14)$$

Relațiile (12), (13) și (14) permit generalizarea concluziilor din literatură [1] stabilite în condițiile unui cîmp electrocinetic plan paralel, cîmp magnetic transversal și $I' = I''$.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Șora C., Über die Antireziprozitätsdingung bei Hallplättchen beliebiger Geometrie, Rev. Roum Sci. Techn.-Electrotechnique et Énergétique, **16**, 4, 679 (1971),
- [2] Vetreș I., Unele precizări privind determinarea rezistivității în prezența inducției magnetice, Bul. IPT seria Electrotehnică, 1977, 22 (36), fasc. 1, 179.
- [3] Flügge S., *Handbuch der Physik*, Band XX, Springer-Verlag, 1957.

COMPONENTELE REZISTENȚELOR DE TRANSFER ÎN REGIM STAȚIONAR ÎN CÎMP MAGNETIC

REZUMAT

Pornind de la forma locală a legii conducției electrice valabilă în cazul unui corp semiconductor cu repartitie spațială a cîmpului electrocinetic în prezența unui cîmp magnetic uniform de orientare arbitrară, în lucrare se arată că rezistențele de transfer nu satisfac condiția de reciprocitate, însă ele conțin aceleași componente ce se adună pentru o rezistență de transfer și se scad pentru cealaltă.

DAS VERHALTEN DER ÜBERTRAGUNGSWIDERSTÄNDE IM STATIONÄREN STRÖMUNGSFELD IN ANWESENHEIT EINES MAGNETFELDES.

ZUSAMMENFASSUNG

Ausgehend von der allgemeinen Form des Leitungsgesetzes in halbleitenden Medien beliebiger räumlicher Geometrie in Anwesenheit eines beliebig ausgerichteten homogenen Magnetfeldes wurde festgestellt dass die Übertragungswiderstände nicht die Reziprozitätsbedingung erfüllen. Die Übertragungswiderstände können aber jeder in zwei Teilwiderstände zerlegt werden. Dabei ist festzustellen dass der zweite Teilwiderstände in einem Übertragungswiderstand addiert, im andern subtrahiert wird.

ON A MODIFICATION OF MAXWELL-HERTZ'S THEORY

BY

D. FRÄNKEL

In 1890 H. Hertz generalised Maxwell's electromagnetic field theory for moving media. The Maxwell — Hertz theory (*MHT*) defines univocally the state quantities of fields and bodies with respect to the proper reference system of the moving medium and express with their help the integral forms of the laws of this theory. Thus these quantities and the integral forms of the laws are independent of the observer. Accordingly, *MHT* completely satisfies the principle of relativity. But long before 1890 there were known at least two experimental facts that could not be explained by *MHT*: the aberration of light (1727) and the speed of light in moving media (Fizeau's experiment from 1851). Soon, two other experiments — Eichenwald's (1903) and Wilson's (1904) — proved to be incompatible with *MHT*.

The present author has shown [1] that an adequate modification of *MHT* leads to a perfect agreement with Eichenwald's, Wilson's and Fizeau's experiments. This paper shows that the modified Maxwell-Hertz theory (*MMHT*) explains the aberration of light and gives a qualitative interpretation of the second order Doppler effect as well. A more simple deduction of Fizeau's experimental results, a more general treatment of Wilson's and Eichenwald's experiments and a discussion about Faraday's plate are also presented.

1. THE MODIFIED MAXWELL — HERTZ THEORY.

The modification of Maxwell — Hertz theory concerns the two laws of connection. In the modified Maxwell-Hertz theory it is postulated that if the medium moves at velocity $\vec{V}_e$ with respect to the source of the electric field (electrified bodies), the magnetic induction (magnetic flux density) is:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \mu_0 \vec{M}_p + \varepsilon_0 \mu_0 \vec{V}_e \times \vec{E},$$

and if it moves at velocity $\vec{V}_m$ with respect to the magnetic field source (conductors in electrokinetical steady, magnetized bodies) the electric induction is:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} + \vec{P}_p - \varepsilon_0 \mu_0 \vec{V}_m \times \vec{H} \quad (2)$$

The modification proposed by M. Abraham [2] is similar, but not identical since with him $\vec{V}$ is the velocity relative to an arbitrary reference system.

The explicit dependence of both $\vec{B}$ and $\vec{D}$ on the relative speed between medium and field-sources is less troublesome if one considers that an implicit dependence of field state quantities on this speed exists already in *MHT* as well.

If there are several sources, being in relative motion, one has to apply the principle of superposition in linear media.

All the remaining laws of *MHT* rest unchanged. It is only necessary to distinguish the three reference systems involved in the description of the problems: the proper system of the moving medium in which the state quantities are determined R , the system of the source, R_0 , and the arbitrary system of the observer, R' . Supposing, for simplicity, that the magnetic and electric field sources are at relative rest, and noting $\bar{V}$ and $\bar{V}'$ the velocities of R with respect to R_0 and R' , respectively, the local forms of the laws of electromagnetic induction and magnetic circuit, developed with respect to the system R' , are:

$$\text{curl } \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} + \text{curl } (\bar{V}' \times \bar{B}) = -\frac{\partial}{\partial t} (\mu \bar{H} = \epsilon \mu \bar{V} \times \bar{E}) + \text{curl } \bar{V}' \times (\mu \bar{H} + \epsilon_0 \mu_0 \bar{V} \times \bar{E}) \quad (3)$$

and

$$\text{curl } \bar{H} = -\frac{\partial \bar{D}}{\partial t} + \text{curl } (\bar{D} \times \bar{V}') = \frac{\partial}{\partial t} (\epsilon \bar{E} - \epsilon_0 \mu_0 \bar{V} \times \bar{H}) - \text{curl } \bar{V}' \times (\epsilon \bar{E} - \epsilon_0 \mu_0 \bar{V} \times \bar{H}), \quad (4)$$

where $\bar{M}_p = \bar{P}_p = \bar{J} = \rho_v = 0$ was assumed.

The *MMHT* as well as the *MHT* is based on Galilei's transformations.

2. OPTICAL PROBLEMS OF MOVING MEDIA.

2.1. The speed of electromagnetic waves in moving media. Let $\bar{V}$ be the constant relative velocity of a medium (in which $\bar{M}_p = 0$, $\bar{P}_p = \bar{J} = \rho_v = 0$) with respect to the source of a monochromatic polarized plane wave. Choosing the two coordinate systems of R and R_0 with parallel axes, (fig. 1), so that $\bar{E} = E\bar{i}$ and $\bar{H} = H\bar{j}$, the direction of propagation is $\bar{k}$. If $\bar{V} = V\bar{k}$, the above mentioned two laws developed with respect to the proper reference system of the moving medium, R , result from (3) and (4) putting $\bar{V}' = 0$:

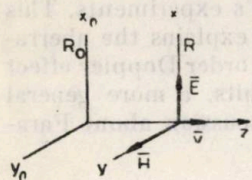


Fig. 1.

$$\text{curl } \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} = -\mu - \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} - \frac{\partial}{\partial t} \frac{\bar{V}}{C_0^2} \times \bar{E} \quad (5)$$

and

$$\text{curl } \bar{H} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = \epsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} - \frac{\partial}{\partial t} \frac{\bar{V}}{C_0^2} \times \bar{H} \quad (6)$$

where $C_0^2 = \frac{1}{\epsilon_0 \mu_0}$.

Since the wave is plane, $\bar{E}$ and $\bar{H}$ are dependent on z only and $\text{curl } \bar{E} = -\frac{\partial E}{\partial z} \bar{j}$; $\text{curl } \bar{H} = -\frac{\partial H}{\partial z} \bar{i}$. It follows;

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial z} &= -\mu \frac{\partial H}{\partial t} - \frac{V}{C_0^2} \frac{\partial E}{\partial t} \\ \frac{\partial H}{\partial z} &= -\epsilon \frac{\partial E}{\partial t} - \frac{V}{C_0^2} \frac{\partial H}{\partial t} \end{aligned} \quad (7)$$

Introducing the complex form of the solutions:

$$E = E e^{j\omega(t - \frac{z}{C})} \quad \text{and} \quad H = H e^{j\omega(t - \frac{z}{C})} \quad (8)$$

where C is the wave speed with respect to R , it results :

$$E\left(-\frac{1}{C}-\frac{V}{C_0^2}\right)=\mu H \tag{9}$$

and

$$H\left(\frac{1}{C}-\frac{V}{C_0^2}\right)=\varepsilon E. \tag{10}$$

Noting $\frac{\varepsilon\mu}{\varepsilon_0\mu_0}=n^2$ and $\beta=\frac{V}{C_0}$, multiplying (9) by (10)

$$C=\frac{C_0^2}{n\,C_0+V}=\frac{C_0}{n}-\frac{V}{n^2}\left(1-\frac{\beta}{n}+\frac{\beta^2}{n^2}.....\right) \tag{11}$$

is obtained.

From the Galilei's transformation for speed it follows that the velocity of the same wave with respect to the observer (system R') is :

$$C'=C+V', \tag{12}$$

if $\vec{V}'=V'\vec{k}$.

One sees from (11) that the relative velocity between medium and source may be determined by means of electromagnetic wave-speed measurement in the considered medium.

2.1.1. Fizeau's experiment. Fizeau's experiment concerns the light speed in a dielectric, moving with respect to the source of light. If $\mu=\mu_0$, $n=\sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}}$ is the refractive index of the dielectric. The light-speed with respect to the source is given by (12) and (11) putting $V'=V$;

$$C=\frac{C_0}{n}+V\left(1-\frac{1}{n^2}\right)+\frac{\beta V}{n^3}\left(1-\frac{\beta}{r}+.....\right) \tag{13}$$

and is in perfect agreement with Fizeau's experimental results if the terms containing β are neglected.

2.1.2. Experiments of Michelson type. The *MMHT* as well as the *MHT* is in perfect agreement with experiments of the Michelson type using terrestrial light-sources. The interpretation of experiments employing extraterrestrial light sources [3] does not differ if one assumes that mirrors and halftransparent plates are secondary light-sources, since they are at rest with respect to the medium of propagation.

2.2. The aberration of light. One considers a monochromatic polarized electromagnetic plane wave propagating in the reference system of the source R_0 at speed $\vec{C}_0$, which enters into a medium with $\varepsilon=\varepsilon_0$ and $\mu=\mu_0$ (system R) moving relative to R_0 at uniform velocity $\vec{V}$ normal to $\vec{C}_0$. Choosing the coordinate system as shown in fig. 2, the field-state quantities in the system R_0 are : $\vec{E}_0=E_0\vec{i}$; $\vec{H}_0=H_0\vec{j}$ while $\vec{C}_0=C\vec{k}$ and $\vec{V}=V_x\vec{i}+V_y\vec{j}$.

From the boundary conditions at the separation surface (*xy*) : $\text{div}_s\vec{D}=\text{div}_s\vec{B}=0$ and $\text{curl}_s(\vec{E}-\vec{V}\times\vec{B})=\text{curl}_s(\vec{H}-\vec{D}\times\vec{V})=0$ it results that in the moving medium $\vec{D}$ and $\vec{B}$ have no normal components : $\vec{n}\vec{B}=\vec{n}\vec{D}=0$, therefore $\vec{V}\times\vec{B}$ and $\vec{D}\times\vec{V}$ have no tangent components. Thus :

$$E_x=E_0 ; H_y=H_0 ; E_y=H_z=0.$$

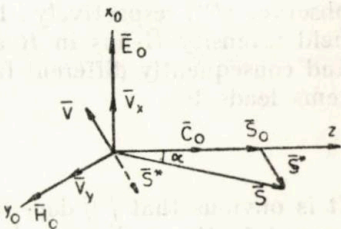


Fig. 2.

Using (1) and (2)

$$\bar{n}\bar{D} = D_z = 0 = \varepsilon_0 E_z - \varepsilon_0 \mu_0 V_x H_0$$

and

$$\bar{n}\bar{B} = B_z = 0 = \mu_0 H_z - \varepsilon_0 \mu_0 V_y E_0.$$

It follows :

$$\bar{E} = E_0 \bar{i} + \mu_0 V_x H_0 \bar{k}$$

and

$$\bar{H} = H_0 \bar{j} + \varepsilon_0 V_y E_0 \bar{k}.$$

The Poynting vector in R_0 is $\bar{S}_0 = \bar{E}_0 \times \bar{H}_0 = E_0 H_0 \bar{k}$, while in the moving medium, observing that by the plane wave

$$\mu_0 H_0^2 = \varepsilon_0 E_0^2 \quad (14)$$

it is :

$$\bar{S} = \bar{E} \times \bar{H} = S_0 - \varepsilon_0 E_0^2 \bar{V}. \quad (15)$$

Relation (15) shows that the Poynting vector has a component along the velocity $\bar{V}$ of the medium : $\bar{S}^* = -\varepsilon_0 E_0^2 \bar{V}$. Therefore the propagation direction of the electromagnetic wave forms with $\bar{k}$ the angle α :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\varepsilon_0 E_0^2 V}{E_0 H_0} = \frac{V}{C_0}, \quad (16)$$

where relations (3) and (14) were considered.

The angle α is independent of frequency and the polarisation plane, therefore the propagation direction of any electromagnetic wave lies in the plane defined by the initial direction of propagation and $\bar{V}$, and forms with the latter the angle $\alpha = \arctan \frac{V}{C_0}$. This conclusion is concordant with the observations about the aberration of light.

Obviously, if the permittivity of the moving medium is $\varepsilon \neq \varepsilon_0$, the angle would be dependent on the refractive index. This fact does not contradict the experiment of Airy [4] carried out with a waterfilled telescope, because the aberration, i.e. the modification of the propagation direction occurs at the superior level of terrestrial atmosphere and not at the level of the apparatus which is at rest with the neighbouring medium.

2.3. Doppler effect

2.1.3. The first order Doppler effect. The first order Doppler effect has some particularities in MMHT.

Let $\bar{V}$ and $\bar{V}'$ be the speed of the medium (R) relative to the source (R_0) and observer (R') respectively, both parallel to the direction of propagation. The same field intensity $\bar{E}$ has in R and R' different velocities : $C = C_0 \pm V$ and $C' = C \pm V'$, and consequently different frequencies : f and f' . The phase equality in the two systems leads to :

$$f' = f \frac{C'}{C}. \quad (17)$$

It is obvious that f'/f depends both on the relative velocity V' of the observer with respect to the medium and the relative velocity V of the medium with respect to the source. If, and only if, the observer is at rest relative to the source ($V = V'$) the

first order Doppler effect presents an asymmetry similar to that known in the special relativity. Indeed, if V has the same sense as C :

$$f'_1 = f \left(1 + \frac{V}{C_0 - V} \right)$$

and if it has the opposite sense :

$$f'_2 = f \left(1 - \frac{V}{C_0 + V} \right).$$

The mean value of the two frequencies differs from f :

$$\frac{f'_1 + f'_2}{2} - f = - \frac{f V^2}{C_0^2 - V_0^2} \approx \beta^2 f \text{ (instead of } 1/2 \beta^2 f \text{ from the special relativity).}$$

2.3.2. The second order Doppler effect. If the observer moves normal to the medium in which the electromagnetic wave propagates, there is no Doppler effect in MMHT. But if the electromagnetic wave enters from the vacuum at rest relative to the source into a medium moving normal to the initial direction of propagation, (fig. 3.) an aberration takes place and the velocity V has a component in the new direction of propagation equal to :

$$-V \sin \alpha = - \frac{V \tan \alpha}{\sqrt{1 + \tan^2 \alpha}} = - \frac{V \beta}{\sqrt{1 + \beta^2}}.$$

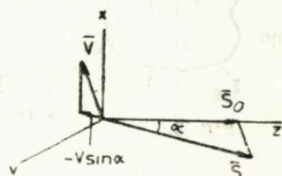


Fig. 3.

Accordingly the Doppler effect, longitudinal to the new direction of propagation, but transversal to the initial one, is of the second order in β :

$$f_0 = f \left(1 - \frac{V \sin \alpha}{C_0 - V \sin \alpha} \right) \cong f \left(1 - \frac{V \sin \alpha}{C_0} \right) \cong f \left(1 - \frac{\beta^2}{\sqrt{1 + \beta^2}} \right) \cong f (1 - \beta^2) \quad (19)$$

instead of $f_0 = f (1 - 1/2 \beta^2)$ from the special relativity [5].

3. STEADY STATE EXPERIMENTS.

3.1. Eichenwald's experiment. The experiment considered as most convincing by Eichenwald consisted in the simultaneous rotating of a plane condenser and the dielectric existing between the armatures with constant angular speed (fig. 4). The sensible magnetometer A was placed near the fixed ring which ensured the electric field uniformity. According to MMHT the magnetic induction is zero in the dielectric : $\vec{B}_1 = 0$. It follows from the continuity theorem that the component of $\vec{B}_0$, normal to the separation surface dielectric-air, S_{12} , i.e. the radial component of $\vec{B}_0$, is zero as well. But the air rotates with respect to the armatures (source of electric field) with the angular speed $-\bar{\omega}$. The velocity of a point of the air, fixed by the position vector $\vec{r}$ is : $\vec{V} = -\bar{\omega} \times \vec{r}$. From (1) it results that.

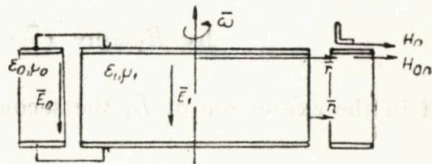


Fig. 4.

$$\mu_1 \vec{H}_0 = \varepsilon_0 \mu_0 \vec{V} \times \vec{E} = \vec{B}_0 \vec{n} = 0.$$

Consequently

$$H_{0n} = \varepsilon_0 (\bar{V} \times \bar{E}_0) \bar{n} = \varepsilon_0 V E_0$$

From the continuity of tangent components of magnetic field intensity it follows that the measured field intensity, H_n , is the same :

$$H_n = \varepsilon_0 V E_0,$$

in perfect agreement with the experimental results.

3.2. The electrical field in a dielectric rotating relative to the source of the magnetic field : Wilson's experiment.

A dielectric (ε_1, μ_1) rotates uniformly in a second dielectric (ε_2, μ_2) in an uniform time-invariant magnetic field so that the angular velocity $\bar{\omega}$ and the magnetic induction $\bar{B}$ are parallel (fig. 5.)

In *MHT* the local form of the electromagnetic induction law developed with respect to the referential system of the source R_0 , at a point of the first dielectric is :

$$\text{curl } \bar{E}_1 = - \frac{\partial \bar{B}_1}{\partial t} + (\bar{V} \times \bar{B} \text{ curl } \quad (20)$$

The derivative of $\bar{B}_1$ being calculated at a fixed point of R_0 is zero. Consequently $\text{curl } (\bar{E}_1 - \bar{V} \times \bar{B}_1) = 0$ and

$$\bar{E}_1 = \bar{V} \times \bar{B}_1 - \Delta \varphi_1. \quad (21)$$

In the second dielectric

$$\text{curl } \bar{E}_2 = 0 \text{ i.e. } \bar{E}_2 = - \Delta \varphi_2.$$

From $\text{div } \bar{E}_1 = \text{div } \bar{E}_2 = 0$ it results :

$$\Delta \varphi_1 = \text{div } (\bar{V} \times \bar{B}_1) = \mu_1 \text{div } (\bar{V} \times \bar{H}_1) \quad (22) \text{ and } \Delta \varphi_2 = 0. \quad (23)$$

The potential functions φ_1 and φ_2 are determined by integrating both differential equations (22) and (23) and taking into account the boundary conditions at the separation surface between the two dielectrics : equality of potentials : $\varphi_1 = \varphi_2$, and equality of the normal components of the electric induction : $D_{1n} = D_{2n}$, which leads to :

$$\varepsilon_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial n} - \varepsilon_2 \frac{\partial \varphi_2}{\partial n} = \varepsilon_1 (\bar{V} \times \bar{B}_1) \bar{n}. \quad (24)$$

In the *MMHT* equation (20) is the same as in *MHT*: but $\bar{B}_1 = \mu \bar{H}_1 + \varepsilon_0 \mu_0 \bar{V} \times \bar{E}_1$. The derivative $\frac{\partial \bar{B}_1}{\partial t}$ is zero since at a fixed point of R_0 $\bar{V}$, $\bar{E}_1$ and $\bar{H}_1$ are constant.

Thus $\bar{E}_1$ is expressed by (21). But from $\text{div } \bar{D}_1 = 0$ and $\bar{D}_1 = \varepsilon_1 \bar{E}_1 - \varepsilon_0 \mu_0 \bar{V} \times \bar{H}_1$ results :

$$\text{div } \bar{E}_1 = \text{div } (\bar{V} \times \bar{B}_1) - \Delta \varphi_1 = \frac{\varepsilon_0 \mu_0}{\varepsilon_1} \text{div } (\bar{V} \times \bar{H}_1).$$

If in the expression of $\bar{B}_1$ the second term is neglected : then $\bar{V} \times \bar{B}_1 = \mu_1 \bar{V} \times \bar{H}_1$ and

$$\Delta \varphi_1 = \frac{\varepsilon_1 \mu_1 - \varepsilon_0 \mu_0}{\varepsilon_1} \text{div } (\bar{V} \times \bar{H}_1) \quad (25)$$

is obtained. Neglecting the same term, the continuity of the normal components of $\vec{D}$ leads to

$$D_{1n} = \epsilon_1 E_{1n} - \epsilon_0 \mu_0 (\vec{V} \times \vec{H}_1) \cdot \vec{n} = (\epsilon_1 \mu_1 - \epsilon_0 \mu_0) (\vec{V} \times \vec{H}_1) \cdot \vec{n} - \epsilon_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial n} = D_{2n} = -\epsilon_2 \frac{\partial \varphi_2}{\partial n}$$

i.e.

$$\epsilon_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial n} - \epsilon_2 \frac{\partial \varphi_2}{\partial n} = (\epsilon_1 \mu_1 - \epsilon_0 \mu_0) (\vec{V} \times \vec{H}_1) \cdot \vec{n}, \quad (26)$$

Comparing expression (25) with (22) and (26) with (24) it is seen that the laplacian and the boundary condition in *MMHT* is that from *MHT* amplified by a constant $K = \frac{\epsilon_1 \mu_1 - \epsilon_0 \mu_0}{\epsilon_1 \mu_1}$. From the principle of superposition it follows that the potentials φ_1 and φ_2 in the *MMHT* are those of the *MHT* amplified by K .

Wilson rotated a dielectrical cylindrical tube in an axial time-invariant magnetic field. The interior (radius r_a) and the exterior (radius r_b) of the tube were covered by a thin conducting stratum, and the potential difference between them was measured. (fig. 6).

In *MHT* D_1 in the rotated dielectric is zero and

$$\vec{E}_1 = \vec{V} \times \vec{B}_1 \rightarrow \nabla \varphi_1 = 0 \text{ i.e. } \nabla \varphi_1 = \mu_1 \vec{V} \times \vec{H}_1,$$

where $\vec{V} = \vec{\omega} \times \vec{r}$ is the velocity the dielectric in the considered point, with respect to the source of the magnetic field.

It follows that

$$\varphi_a - \varphi_b = \mu_1 \omega H_1 \int_{r_a}^{r_b} r dr = \mu_1 \omega \vec{H}_1 \frac{r_b^2 - r_a^2}{2}. \quad (27)$$

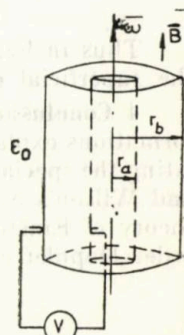


Fig. 6.

In the *MMHT* the potential difference is this value amplified by K :

$$\varphi_a - \varphi_b = \left(1 - \frac{\epsilon_0 \mu_0}{\epsilon_1 \mu_1}\right) \mu_1 \omega \vec{H}_1 \frac{r_b^2 - r_a^2}{2}, \quad (28)$$

in full agreement with Wilson's experimental results.

It should be mentioned that an analogous deduction for dielectric cylinder rotating in an electric field shows that the magnetic potential in the *MMHT* is equal to that from *MHT*, amplified by the same K as above. As Eichenwald has rotated the dielectric only, in a case where $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$ and $\epsilon_2 = \epsilon_0$, in *MHT* it was found that $H_0 = -\Delta \varphi_{2H} = \epsilon_1 \vec{E} \times \vec{V}$. It follows, that in the *MMHT* it has the same value amplified by $K = \frac{\epsilon_1 - \epsilon_0}{\epsilon_1}$:

$$H_0 = (\epsilon_1 - \epsilon_0) \vec{E} \times \vec{V} \quad (29)$$

in full agreement with the experimental result.

3.3. Rotating conductors in a time-invariant magnetic field: Faraday's plate

As it is well known *MHT* perfectly explains the experiments with rotating conductors. But generally it is not sufficiently underlined that in this theory the component $-\nabla \varphi$ of the electric field is not established by electrical charges only.

Indeed, if a conducting plate — Faraday's plate — is rotated in vacuum with constant angular velocity ω parallel to the time-invariant magnetic induction $\vec{B}$ it results that

$$\vec{E} = \vec{V} \times \vec{B} - \nabla\varphi = 0 \quad (30)$$

since $\vec{J} = \sigma\vec{E} = 0$.

It follows that

$$\text{div } \vec{E} = \text{div } (\vec{V} \times \vec{B}) - \Delta\varphi = 2\omega\vec{B} - \Delta\varphi = 0.$$

Thus there exists a Poisson type potential field although there is no volumetric charge density.

In the *MMHT* this curiosity disappears. Relation (3) still works, but, since $\vec{E} = 0$,

$$\vec{D} = \epsilon_r \vec{E} - \epsilon_0 \mu_0 \vec{V} \times \vec{H} = -\epsilon_0 \mu_0 \vec{V} \times \vec{H}$$

and

$$\text{div } \vec{D} = -\epsilon_0 \mu_0 \text{div } (\vec{V} \times \vec{H}) = -2\epsilon_0 \mu_0 \omega H = \rho_v. \quad (31)$$

Thus in Faraday's plate there is a volume charge density which together with the superficial distributed charges reduces to zero the electric field intensity.

4 Conclusions. The modified Maxwell—Hertz theory, based on Galilei's transformations explains satisfactorily all the experiments which at the moment of formulating the special relativity theory could not be explained. In the case of Eichenwald's and Wilson's experiments the explanation is more general than that given by the theory of Einstein—Minkowski. The *MMHT* gives an interpretation of the second order Doppler effect as well.

REFERENCES

- [1] D. Fränkel: O teorie Maxwell-Hertz modificată în concordanță cu experiențele lui Wilson Eichenwald și Fizeau.
- [2] M. Abraham: Theorie der Elektrizität Berlin 1923
- [3] R. Tomaschek: Über den Michelsonversuch mit Fixsternlicht. In: Astr. Nach. **219**, 301, 1923
- [4] G. B. Airy: On a supposed alteration in the amount of astronomical aberration of light, produced by the passage of light through a considerable thickness of refracting medium. Phil. Mag **43**, 310, 1872
- [5] A. Einstein: Über die Möglichkeit einer neuen Prüfung des Relativitätsprinzips. Ann. Phys **23**, 197, 1907
- [6] A. Eichenwald: Über die magnetischen Wirkungen bewegter Körper in elektrostatische Felde. Ann. Phys. **11**, 1, 421, 1903: 13, 919
- [7] H. A. Wilson: On the electric effect of rotating dielectric in a magnetic field. Phil. Trans. (c. A) **204**, 121, 1904
- [8] M. Wilson and H. A. Wilson: On the electric effect of rotating a magnetic insulator in a magnetic field. Proceed. of the Royal Soc. **89** (a), W (608), 99, 1913

DESPRE O MODIFICARE A TEORIEI MAXWELL—HERTZ

· REZUMAT

În lucrare se arată că modificînd legile de legătură din teoria macroscopică a cîmpului electromagnetic, se obține o teorie Maxwell—Hertz modificată (*TMHM*) concordantă cu toate acele experiențe care în momentul stabilirii teoriei relativității restrînse nu puteau fi explicate: aberația luminii, experiențele lui Fizeau, Michelson, Eichenwald și Wilson. *TMHM* dă o interpretare fizică și efectului Doppler transversal.

NON RECIPROCITY OF THE HALL GENERATOR AS REFLECTED BY THE QUADRIPOLE PARAMETERS

BY

SILVIA DOBRE

Analysis of the behaviour of the Hall generator as a non-reciprocal circuit element has been reported in [1, 2, 3] based on an investigation of the following more representative quadripole parameters: idle-running transfer impedances (resistances), short-circuit transfer admittances and parameters introduced by feeding via both pairs of terminals.

In the papers mentioned the circumstances were specified where behaviour of a Hall generator is like a non-reciprocal, anti-reciprocal or reciprocal circuit element. The criterion established is based on decomposition of the transfer parameters each in a couple of components depending on the direction of magnetic induction.

In this was the condition of non-reciprocity expressed by any of the relations.

$$Z_{12}(B) \neq Z_{21}(B) \quad (1)$$

$$Y_{12}(B) \neq Y_{21}(B) \quad (2)$$

$$(Y_1)_1(B) - (Y_1)_{-1}(B) \neq (Y_2)_1(B) - (Y_2)_{-1}(B) \quad (3)$$

allows for classification of the various cases which may occur in practice.

In the paper the relations are established between the quadripole parameters and the systems of components introduced into the investigation [2, 3] which relations are summarized in Tables 1 and 2.

Table 1

	R_a, R_b	Y_a, Y_b
$\parallel Z \parallel$	$\begin{vmatrix} R_{10} & R_a + R_b \\ R_a - R_b & R_{20} \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} \frac{Y_{2K}}{Y_{1K} Y_{2K} - Y_a^2 + Y_b^2} - \frac{Y_a - Y_b}{Y_{1K} Y_{2K} - Y_a^2 + Y_b^2} \\ - \frac{Y_a + Y_b}{Y_{1K} Y_{2K} - Y_a^2 + Y_b^2} & \frac{Y_{1K}}{Y_{1K} Y_{2K} - Y_a^2 + Y_b^2} \end{vmatrix}$
$\parallel Y \parallel$	$\begin{vmatrix} \frac{R_{20}}{R_{10} R_{20} - R_a^2 + R_b^2} - \frac{R_a + R_b}{R_{10} R_{20} - R_a^2 + R_b^2} \\ - \frac{R_a - R_b}{R_{10} R_{20} - R_a^2 + R_b^2} & \frac{R_{10}}{R_{10} R_{20} - R_a^2 + R_b^2} \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} Y_{1K} & Y_a - Y_b \\ Y_a + Y_b & Y_{2K} \end{vmatrix}$

	R_a, R_b	Y_a, Y_b
$(Y_1)_1$	$\frac{R_{20} - R_a - R_b}{R_{10}R_{20} - R_a^2 + R_b^2}$	$Y_{1K} + Y_a - Y_b$
$(Y_2)_1$	$\frac{R_{10} - R_a + R_b}{R_{10}R_{20} - R_a^2 + R_b^2}$	$Y_{2K} + Y_a + Y_b$
$(Y_1)_{-1}$	$\frac{R_{20} + R_a + R_b}{R_{10}R_{20} - R_a^2 + R_b^2}$	$Y_{1K} - Y_a + Y_b$
$(Y_2)_{-1}$	$\frac{R_{10} + R_a - R_b}{R_{10}R_{20} - R_a^2 + R_b^2}$	$Y_{2K} - Y_a - Y_b$

In Table 1 the various systems of parameters of the Hall generator are expressed vs. the components R_a , R_b and Y_a , Y_b , respectively, of the transfer parameters. Table 2 includes the relations between the transfer parameter components and the various systems of quadripole parameters, as well as the relations between the idle-running resistance components and the short-circuit transfer admittance components.

The theoretical results obtained for the couple of systems of components R_a , R_b and Y_a , Y_b , respectively, have been experimentally checked for a Hall plate made of In Sb. Figs. 1 and 2 illustrate variations of the components mentioned with magnetic induction, for both directions of the same.

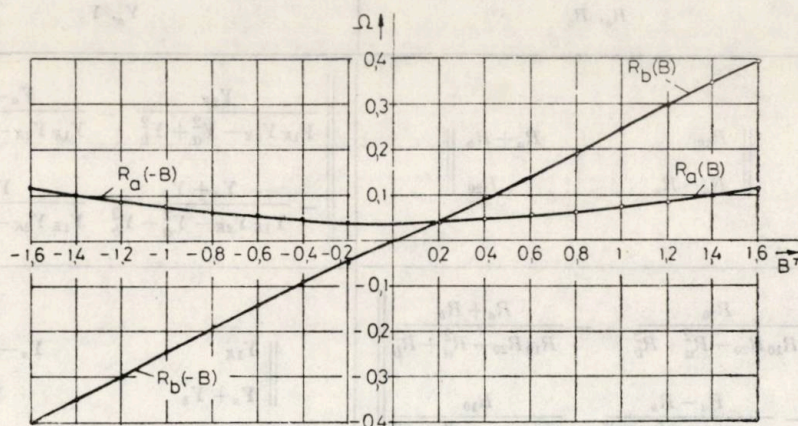


Fig. 1.

Table 2

	R_{12}, R_{21}	Y_{12}, Y_{21}	$(Y_1)_1, (Y_2)_1, (Y_1)_{-1}, (Y_2)_{-1}$	R_a, R_b	Y_a, Y_b
R_a	$\frac{1}{2} (R_{12} + R_{21})$	$-\frac{Y_{12} + Y_{21}}{2(Y_{1k}Y_{2k} - Y_{12}Y_{21})}$	$\frac{1}{2} \cdot \frac{(Y_1)_{-1} - (Y_1)_1 + (Y_2)_{-1} - (Y_2)_1}{(Y_1)_1 \cdot (Y_2)_{-1} + (Y_1)_{-1} \cdot (Y_2)_1}$	R_a	$-\frac{Y_a}{Y_{1k}Y_{2k} - Y_a^2 + Y_b^2}$
R_b	$\frac{1}{2} (R_{12} - R_{21})$	$\frac{Y_{21} - Y_{12}}{2(Y_{1k}Y_{2k} - Y_{12}Y_{21})}$	$\frac{1}{2} \cdot \frac{(Y_1)_{-1} - (Y_1)_1 - (Y_2)_{-1} + (Y_2)_1}{(Y_1)_1 \cdot (Y_2)_{-1} + (Y_1)_{-1} \cdot (Y_2)_1}$	R_b	$\frac{Y_b}{Y_{1k}Y_{2k} - Y_a^2 + Y_b^2}$
Y_a	$-\frac{R_{12} + R_{21}}{2(R_{10}R_{20} - R_{12}R_{21})}$	$\frac{1}{2} (Y_{12} + Y_{21})$	$\frac{1}{4} [(Y_1)_1 - (Y_1)_1 + (Y_2)_{-1} - (Y_2)_{-1}]$	R_a	Y_a
Y_b	$\frac{R_{12} - R_{21}}{2(R_{10}R_{20} - R_{12}R_{21})}$	$\frac{1}{2} (Y_{21} - Y_{12})$	$\frac{1}{4} [(Y_2)_1 - (Y_2)_{-1} - (Y_1)_1 + (Y_1)_{-1}]$	R_b	Y_b

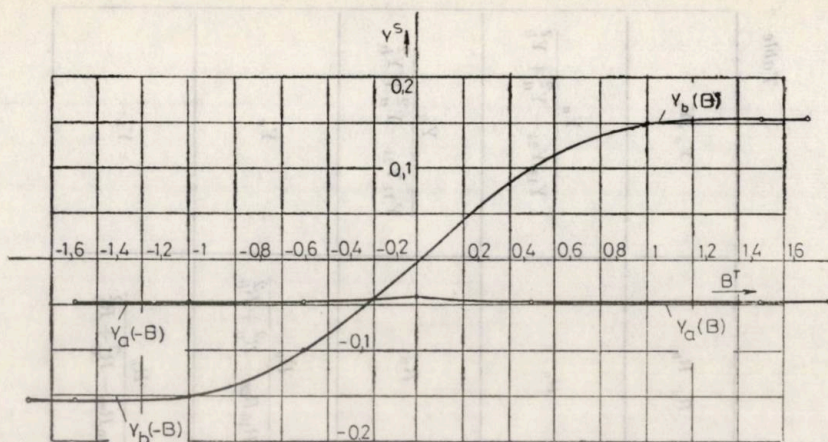


Fig. 2.

To note that if direction of magnetic induction for which components R_a and R_b are of the same sign, is taken positive, then for the same direction of magnetic induction components Y_a and Y_b of opposite sign result, and vice versa.

Introduction of the couple of systems of transfer parameter components into the investigation has completely elucidated the problem of Hall generator non-reciprocity, allowing for a most general formulation of the condition of non-reciprocity.

LITERATURE

- [1] Sora, C.: Über die Antireziprozitätsbedingung bei Hallplättchen beliebiger Geometrie. — Rev. Roum. Sci. Tehn. — Electrotechnique et Energétique, 16, 4, 679 (1971)
- [2] Sora, C., S. Dobre: On transfer resistances of a Hall plate. — Buletinul I. P. Timișoara 19 (33), 139 (1974)
- [3] Sora, C., Silvia Dobre: Study on the Hall-generator behaviour on the basis of parameters introduced by supply through both terminal pairs. — Buletinul I. P. Timișoara, 20 (34), 183 (1975)
- [4] Dobre, S.: Contribuții la studiul generatorului Hall ca element de circuit. — Teză de doctorat, Timișoara, 1977.

DISPOZITIV CU TRADUCTOR HALL PENTRU SEMNALIZAREA ȘI REGLAREA NIVELELOR LIMITĂ LA LICHIDE

DE
A. HELER

Introducere. În tehnică sînt numeroase cazurile în care simpla măsurare a nivelului lichidelor este suficientă, dar mult mai numeroase sînt situațiile în care acest nivel nu trebuie să depășească anumite valori limită (superioară și inferioară) respectiv trebuie să varieze într-un interval determinat de aceste două valori. Este cazul spre exemplu, a măsurării și reglării alimentării cu apă a unui cazan cu abur, a rezervoarelor de apă sau combustibil, etc... Sînt cunoscute în literatura de specialitate [1] diferite tipuri de nivelmetre cu reglare mecanică precum și pe cale electrică.

P. Vezeanu și R. Soviani propun, pentru semnalizarea nivelelor limită și reglarea alimentării cu apă a unui cazan de abur, un nivelmetru la care transmiterea se realizează inductiv.

Detectoare electrice de nivel se pot realiza și pe principiul conductiv respectiv capacitiv [1, 2, 3].

În prezenta lucrare se propune un dispozitiv original, care folosește traductorul Hall, cu ajutorul căruia se poate semnaliza și regla nivelul la lichide.

Traductorul Hall. Schema electrică a unui multiplicator Hall poate fi reprezentată ca în fig. 1. Problema multiplicatorului Hall a

fost tratată de autor și cu ocazia altor lucrări publicate [4, 5, 6, 7]. Milivoltmetrul mV (un instrument magneto-electric) măsoară tensiunea Hall, a cărei expresie este :

$$U_H = K I_c B \quad (1)$$

unde,

B , este inducția magnetică, produsă de amperspirele ($I_B \times N_B$), perpendiculară pe suprafața plăcuței semiconductoare, măsurată în $[T]$

I_c , curentul de comandă, în $[A]$

K , sensibilitatea în sarcină a multiplicatorului Hall, în $[V/AT]$.

Din relația (1) se vede caracterul de multiplicator, U_H fiind proporțională cu produsul a două mărimi, I_c și B .

Un asemenea multiplicator poate fi folosit ca traductor de mărimi mecanice, dacă una din mărimi I_c sau B devine proporțională cu mărimea mecanică de măsurat [5, 6, 7] iar cealaltă se menține constantă. Tensiunea Hall în aceste condiții este o măsură pentru mărimea de măsurat.

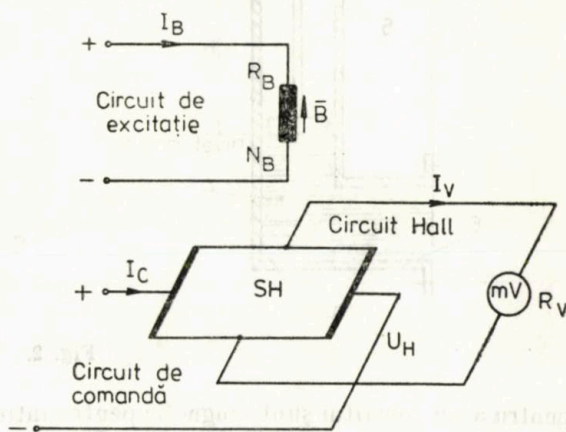


Fig. 1.

Dispozitivul propus. Schema de principiu a dispozitivului propus este reprezentată în fig. 2.

Plutitorul 1 se poate confecționa din orice material și are diametrul mare iar înălțimea mică. Solidar cu plutitorul este tijă 2, din material para sau diamagnetic

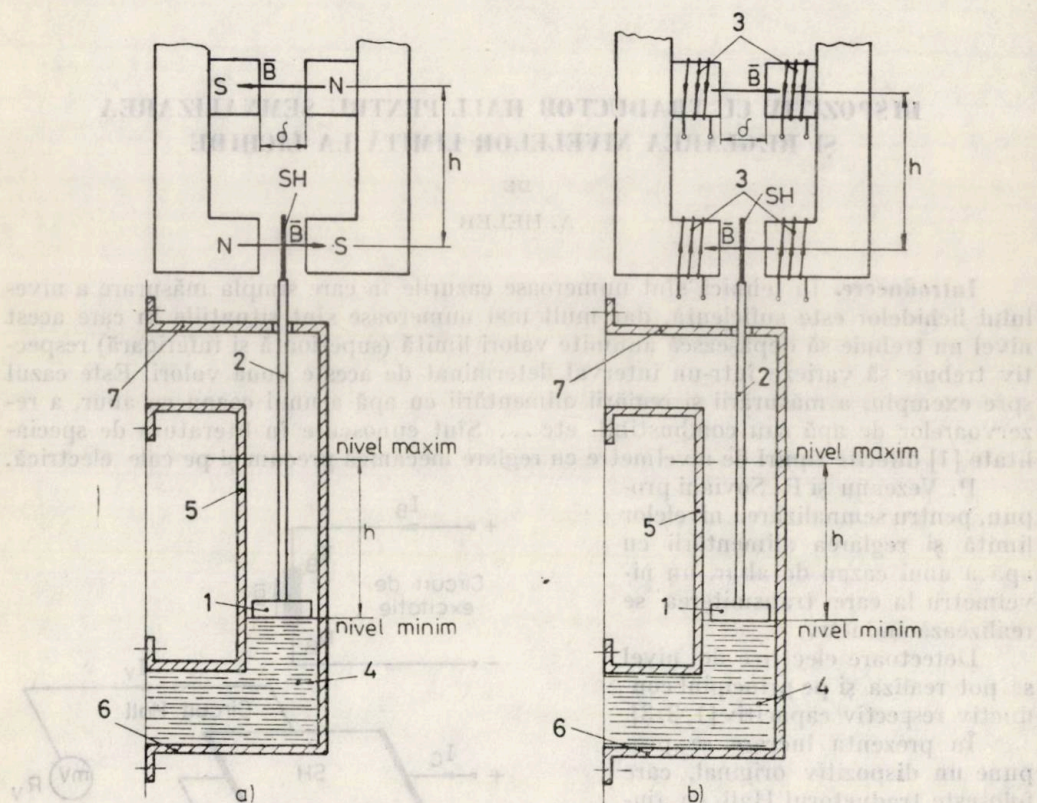


Fig. 2.

pentru a nu constitui șunt magnetic pentru interfierul δ , tijă care la partea superioară are fixată plăcuța semiconductoră SH (sonda Hall).

Sistemul mobil (plutitor, tijă, sondă Hall) se deplasează odată cu modificarea nivelului lichidului 4 din tubul 5, ce poate avea forma unei nivele. Nivela comunică cu recipientul (rezervorul) în care se află lichidul, prin conductă 6 la partea inferioară, respectiv 7 la cea superioară. Înălțimea tubului nivelei este determinat de limitele (nivel maxim și minim al lichidului) între care trebuie menținut nivelul lichidului.

Sistemul magnetic al traductorului Hall poate fi realizat cu magneți permanenți (fig. 2 a) sau cu electromagneți (fig. 2 b). În primul caz se remarcă simplitatea lui, dar nu se obțin inducții mari și în timp magneții permanenți își mai pierd din proprietățile magnetice. Sistemul cu electromagneți asigură inducții magnetice B mai mari, deci conform relației (1) și tensiunii Hall mai mari pentru comandarea reglării nivelului.

Partea superioară a sistemului magnetic este deplasabilă și în acest fel se poate modifica plaja în care trebuie să se mențină nivelul lichidului, adică diferența „ h ” dintre nivelul maxim și minim.

Bobinele de excitație (3) ale electromagneților, sînt concentrate în vecinătatea interfieriurilor cu scopul de a micșora dispersia liniilor de cîmp. Cele patru bobine

de excitație, avînd fiecare N_B spire, sînt legate în serie așa fel încît să se asigure o inducție magnetică B de sens opus în cele două întrefieruri și ca urmare tensiunea Hall U_H va avea polaritatea diferită pentru cele două nivele, maxim și minim. Drept urmare, la un sens a lui U_H ce corespunde nivelului minim se poate comanda umplerea recipientului, iar la sensul corespunzător nivelului maxim golirea lui.

Rezultate experimentale. În experiențele de laborator s-a folosit o sondă Hall (SH) de tip FA-24, ce are următoarele caracteristici:

— dimensiunile plăcuței semiconductoare: $13 \times 6 \times 1$ [mm³]

— curentul de comandă nominal, $I_{cn}=400$ [mA]

— sensibilitatea în sarcină $K \geq 0,75$ la $I_{cn}=400$ [mA] și $B=1$ [T].

Au fost realizate două sisteme magnetice, conform fig. 2 a respectiv 2. b.

Cu sistemul magnetic din fig. 2. a, întrefierurile δ ale magnetilor permanenți fiind de 1,2 mm, s-a obținut o tensiune Hall de 60 mV la $I_{cn}=400$ mA. Tensiunea Hall a fost măsurată cu un multimetru V-353-Mera-Tronix.

Sistemul cu electromagneți a fost realizat cu miez feromagnetic din OL-38 cu 4 bobine a $N_B=3000$ spire fiecare, concentrate în vecinătatea întrefierurilor $\delta=1,2$ mm, pentru a micșora dispersia. Plaja maximă a fost $h=70$ mm.

Caracteristica magnetică $B_\delta=f(I_B N)$, (B_δ este inducția magnetică în cele două întrefieruri δ egale și simetrice, iar $N=4N_B=12000$ numărul total de spire în serie) este cea reprezentată în figura 3, ea fiind lineară pînă la $I_B N < 1200$ [Asp], ceea ce înseamnă la $N=12000$ spire, un $I_B=0,1$ [A], căruia îi corespunde o inducție $B_\delta=0,54$ [T] și o tensiune Hall $U_H=103,6$ [mV] la $I_c=200$ [mA] și ca urmare $U_H=-207,2$ [mV] la $I_{cn}=400$ [mA].

Cum linearitatea caracteristicii magnetice nu prezintă importanță pentru scopul urmărit în lucrare, s-a folosit un $I_B=0,25$ A care a asigurat în întrefierurile δ un $B_\delta=1,03$ [T] (măsurată cu teslametru Hall tip Metra) respectiv s-a obținut o tensiune Hall, $U_H=-193$ mV la $I_c=200$ mA. La $I_{cn}=400$ mA se obține $U_H=386$ mV.

La deplasarea sondei Hall în cele două întrefieruri ale sistemului magnetic s-au obținut tensiuni Hall de aceeași valoare dar de semn opus.

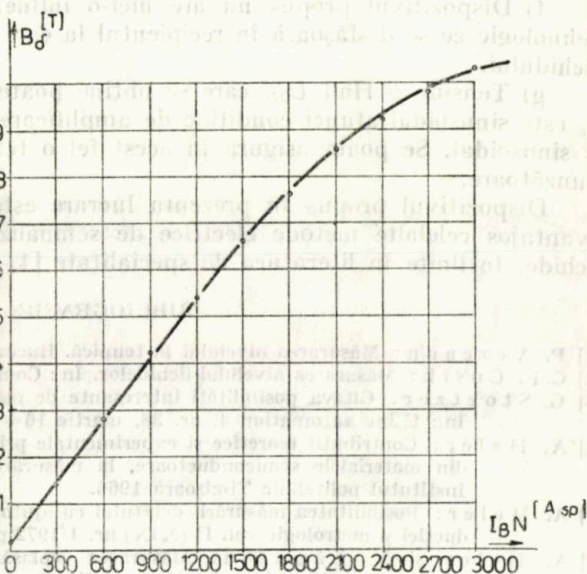


Fig. 3.

Asemenea tensiuni pot excita bobinele unor relee (corespunzător alese) care să comande pornirea respectiv oprirea motoarelor electrice ce acționează pompele de alimentare a recipientului (rezervorului).

Precizia dispozitivului, depinde de dimensiunea suprafeței polilor întrefierului, după direcția de deplasare a sondei Hall. În laborator s-a realizat, pentru sistemul magnetic din fig. 2.a, întrefier cu această dimensiune de 1 [mm] iar cealaltă de 12 [mm] asigurându-se deci o precizie de 1 [mm]. De remarcă că în aceste condiții sonda Hall se află într-un câmp magnetic neomogen, problemă tratată în alte lucrări ale autorului [6, 7].

Concluzii. Dispozitivul propus prezintă unele avantaje, față de celelalte metode, cum ar fi :

a) Plutitorul poate fi confecționat din orice material, el neconstituind nici parte de circuit magnetic (ca în cazul nivelmetrului inductiv propus de P. Vezeanu și R. Soviani) și nici de circuit electric. Alte părți ale dispozitivului nu vin în contact cu lichidul. Rezultă că un asemenea dispozitiv se poate folosi pentru orice lichide, conductoare sau nu, cu sau fără impurități feromagnetice.

b) Dispozitivul nu este prevăzut cu niciun contact electric care să se închidă sau deschidă în timpul funcționării (cum e cazul celor cu sondă electrod) și drept urmare sînt evitate scînteile, arcal electric, exploziile în cazul unor lichide cu proprietăți ce ar favoriza aceste fenomene. De asemenea nu există pericolul electrocoroziunii recipientului.

c) Nu există restricții privind temperatura lichidului, cum e cazul la nivelmetrele cu termometru sau termistor [1], unde aceasta trebuie să fie diferită de cea a mediului ambiant în care se află dispozitivul de măsură.

d) Dispozitivul propus necesită o singură etalonare, independentă de natura lichidului și poate fi folosit pentru domenii foarte largi prin modificarea corespunzătoare a lui „ h ”.

e) Lipsa oricărui angrenaj mecanic pentru transmiterea deplasării plutitorului la sonda Hall (dispozitivul de acționare) și inerția foarte mică a dispozitivului propus. Dispozitivul este destul de simplu constructiv și comod în exploatare.

f) Dispozitivul propus nu are nici-o influență asupra caracterului procesului tehnologic ce se desfășoară în recipientul la care se semnalizează și reglează nivelul lichidului.

g) Tensiunea Hall U_H , care se obține poate fi amplificată la nevoie, iar dacă I_c este sinusoidal atunci condițiile de amplificare vor fi și mai bune căci și U_H va fi sinusoidal. Se poate asigura în acest fel o telesemnalizare și telecomandă corespunzătoare.

Dispozitivul propus în prezenta lucrare este original, și completează în mod avantajos celelalte metode electrice de semnalizarea și reglarea nivelelor limită la lichide, întîlnite în literatura de specialitate [1, 2, 3].

BIBLIOGRAFIE

- [1] P. Vezeanu: Măsurarea nivelului în tehnică. București Editura tehnică 1973.
- [2] C. F. Cusik: Măsurarea nivelului lichidelor. În: Combustion 41, nr. 5, nov. 1969, pag. 23—28.
- [3] G. Stoetzer: Cîteva posibilități interesante de măsurare continuă și detectare a nivelului. În: Usine automation 4, nr. 38, martie 16—1970, pag. 19—27
- [4] A. Heler: Contribuții teoretice și experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materialele semiconductoare, la măsurarea puterilor electrice. Teză de doctorat. Institutul politehnic Timișoara 1966.
- [5] A. Heler: Posibilitatea măsurării debitului cu ajutorul traductorului Hall. În: Calitatea producției și metrologie vol. II (XIX) nr. 4/1972 pag. 212—215.
- [6] A. Heler și V. Lăpușan: Măsurarea deplasărilor mici cu ajutorul multiplicatoarelor galvanomagnetice. În: Metrologia aplicată, vol. 16-nr. 6 din 1969
- [7] A. Heler și D. Daba: Inregistrarea unor vibrații mecanice cu ajutorul traductorului Hall, realizat cu material semiconductor indigen. În: Electrotehnica, București vol. 19, nr. 3, din martie 1971, pag. 106—108.

VORRICHTUNG MIT HALLGENERATOR ZUR SIGNALISIERUNG UND REGELUNG DES GRENZNIVEAUS VON FLÜSSIGKEITEN

ZUSAMMENFASSUNG

Es wird ein neues Gerät mit einem Hallgenerator beschrieben, das zur Signalisierung und Regelung des Grenzniveaus nützlich ist und es werden die Vorteile des Gerätes, im Vergleich mit anderen aus der Literatur bekannten Vorrichtungen untersucht. Es werden die vom Verfasser erhaltenen Versuchsergebnisse angegeben.

WATTMETRE SI CONTOARE NUMERICE

DE

E. POP, I. NAFORNITĂ

I. Introducere. Măsurarea numerică a puterii și a energiei active, cu mare precizie, este o chestiune ce nu are încă o rezolvare definitivă, aparatura folosită în acest scop fiind costisitoare.

În condițiile create de dezvoltarea impetuoasă a tehnologiei în domeniul integrării monolitice și hibride pe scară largă, al realizării în tehnologia peliculelor a unor rezistențe de mare precizie prin ajustarea valorii lor cu fasciculul laser etc, se poate spera la realizarea unor wattmetre și contoare numerice de mare precizie și costuri relativ scăzute.

Consultarea literaturii de specialitate precum și analiza realizărilor unor firme producătoare relevă o multitudine de direcții în care evoluează construcția acestui gen de aparate. Având în vedere modul de realizare al dispozitivului de multiplicare folosit, se pot clasifica metodele de măsurare utilizate în :

A. metode de măsurare ce utilizează multiplicarea analogică

B. metode de măsurare ce utilizează multiplicarea numerică

C. metode de măsurare ce utilizează multiplicarea hibridă.

Vom încerca să prezentăm, în esență, principalele direcții și realizări, pe care le cunoaștem, în cadrul fiecăruia din cele trei tipuri de metode.

II. Metode de măsurare ce utilizează multiplicarea analogică. II.1. În urma unor studii întreprinse de firma Landis-Gyr s-a relevat faptul că producerea contoarelor de inducție de clasă 0,5 sau mai bună, este mult mai costisitoare decât a contoarelor electronice (statice), numerice. În consecință în 1972 firma menționată a trecut la producerea contoarelor statice de clasă 0,2 iar în anul 1974 la producerea celor de clasă 0,5.

În ambele cazuri s-a utilizat multiplicarea prin metoda divizării timpului (modularea unor impulsuri rectangulare în amplitudine și durată), cea mai precisă metodă de multiplicare analogică în domeniul frecvențelor joase.

În lucrarea [1] se prezintă contorul de energie de clasă 0,2. Schema de principiu a acestuia se dă în figura 1. *a* iar schema bloc a contorului trifazat în figura 1. *b*.

Un astabil asimetric cu cuplaj în emiter și două generatoare de curent, comandate în antifază de către tensiunile din secundarele transformatorului de tensiune îndeplinește rolul modulatorului în durată. Pentru modularea în amplitudine se folosește un ansamblu de două comutatoare $K1$ și $K2$, realizate cu tranzistoare cu efect de câmp, plasate în secundarul transformatorului de curent. Multiplicatorul este urmat de un circuit de mediere LC având ca sarcină o rezistență R_s , conectată la un convertor curent-frecvență.

Condensatorul C se încarcă de la multiplicator, iar la atingerea unui nivel superior, U_{max} , pentru tensiunea la bornele sale, triggerul Schmitt basculează și conectează pentru un interval :

$$T_0 \leq \tau \quad (1)$$

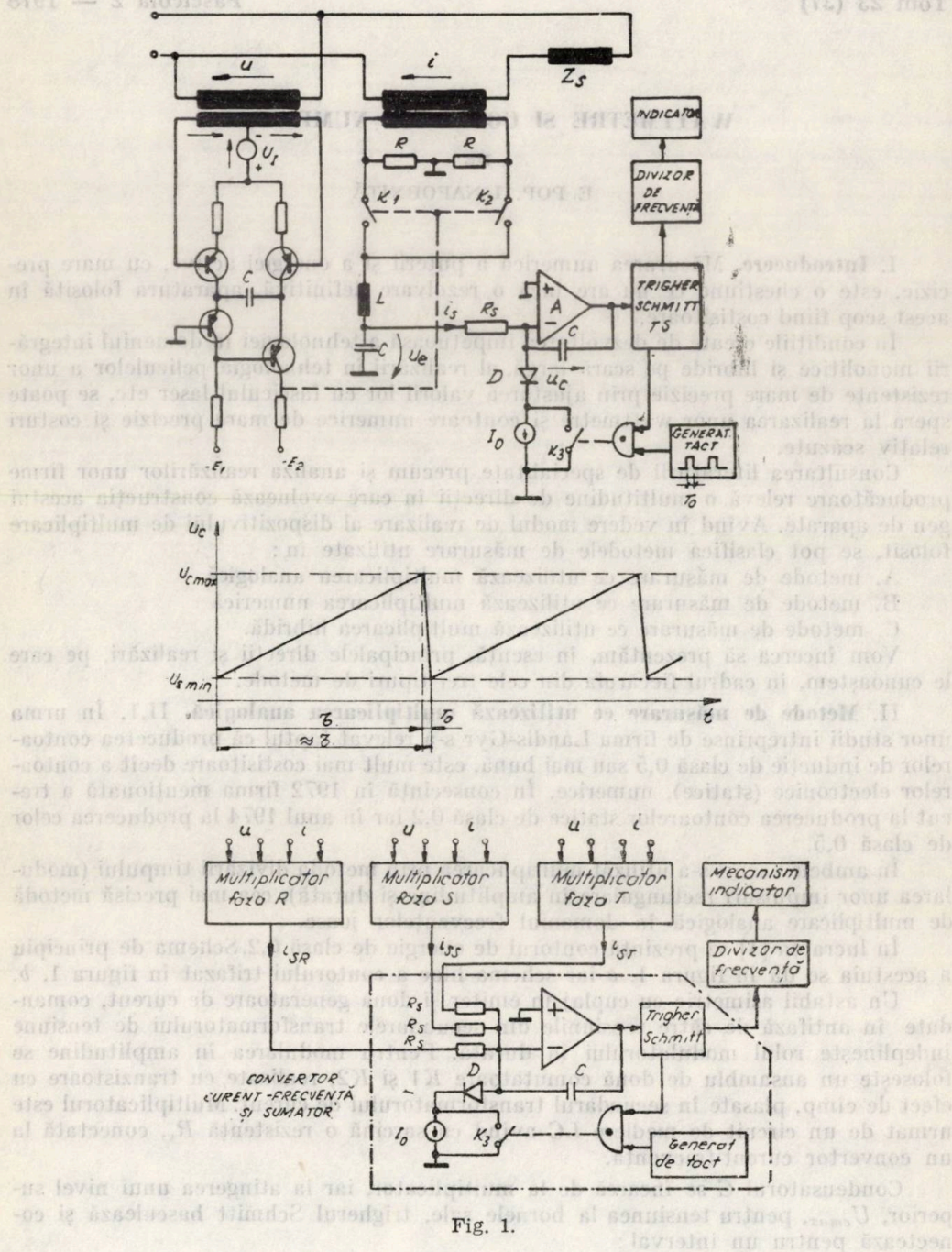


Fig. 1.

un generator de curent I_0 ce descarcă condensatorul pînă la U_{cmin} , după care se reia încărcarea. Se stabilește în regim staționar un echilibru între sarcina electrică Q cu care se încarcă condensatorul și Q_0 , care se evacuează în procesul de descărcare :

$$Q = \frac{u_c}{R_s} \tau = (kui) \cdot \tau = kp \cdot \tau \quad (2)$$

$$Q_0 = I_0 T_0 \quad (3)$$

$$Q = Q_0 \quad (4)$$

rezultă ținînd seama de relația (1) :

$$f \cong \frac{1}{\tau} = \frac{k}{I_0 T_0} \cdot p = K \cdot p \quad (5)$$

Frecvența de repetiție a impulsurilor de la ieșirea convertorului curent-frecvență este proporțională cu puterea instantanee. Integrarea impulsurilor livrate se face într-un numărator mecanic, adaptarea frecvenței de repetiție făcîndu-se cu ajutorul unui divizor de frecvență.

Contorul trifazat (figura 1 b) utilizează trei dispozitive de multiplicare pentru cele 3 faze și un singur convertor curent-frecvență care realizează și însumarea puterilor instantanee ale celor trei faze. Contorul mai conține și dispozitive pentru sesizarea sensului de circulație al energiei și două numărătoare pentru contorizare, corespunzătoare celor două sensuri posibile.

În figura 2a se prezintă schema de principiu a contorului de clasă 0,5 descris în lucrarea [2].

Pentru multiplicare se folosește tot un dispozitiv cu divizarea timpului, asemănător, în mare măsură, celui folosit la contorul de clasă 0,2. Pentru a elimina influența curenților de polarizare ai convertorului curent-frecvență, care se face resimțită în special în domeniul puterilor măsurate foarte mici dînd erori inacceptabile, se utilizează un sistem de operare ceva mai deosebit a ansamblului multiplicator-convertor. Se reversează periodic, prin intermediul unui circuit logic, sensul de circulație al curentului de ieșire al multiplicatorului și cum curentul de polarizare al amplificatorului nu-și modifică sensul, se obțin la ieșirea convertorului impulsuri cu o perioadă relativ puțin influențată de curentul de polarizare. Un mod similar de operare se găsește descris și în lucrarea [3].

Pentru un anume sens de circulație al curentului i_s , tensiunea de la ieșirea integratorului crește pînă la atingerea tensiunii de referință U_0 , la care află axat comparatorul C_0 — figura 2 b — La atingerea nivelului U_0 , comparatorul își modifică tensiunea de la ieșire, se autoaxează la masă și prin intermediul semnalului P se inversează sensul curentului i_s la integrator. Condensatorul C de descarcă pînă ce U_A atinge 0 volt, se produce rebascularea comparatorului etc. Se arată în lucrarea citată ([2]) că frecvența de repetiție a impulsurilor de la ieșirea comparatorului este dată de o relație de forma :

$$f = \frac{k}{U_0 C} \cdot ui = \frac{k}{U_0 C} \cdot p = K \cdot p \quad (6)$$

În expresia frecvenței f intervine valoarea capacității C ceea ce impune utilizarea unor condensatoare precise și stabile.

În cazul în care se produce inversarea sensului de circulație al energiei, se modifică semnul produsului $u \cdot i$, deci sensul lui i_s se schimbă în cursul unei integrări. Nu se mai atinge nivelul de comparație la care se află exact comparatorul C_0 . În aceste cazuri intervin circuitele cu histereză $H1$ sau $H2$ axate corespunzător. În plus revenirea rapidă se asigură prin conectarea unor generatoare de curent de forțare. În

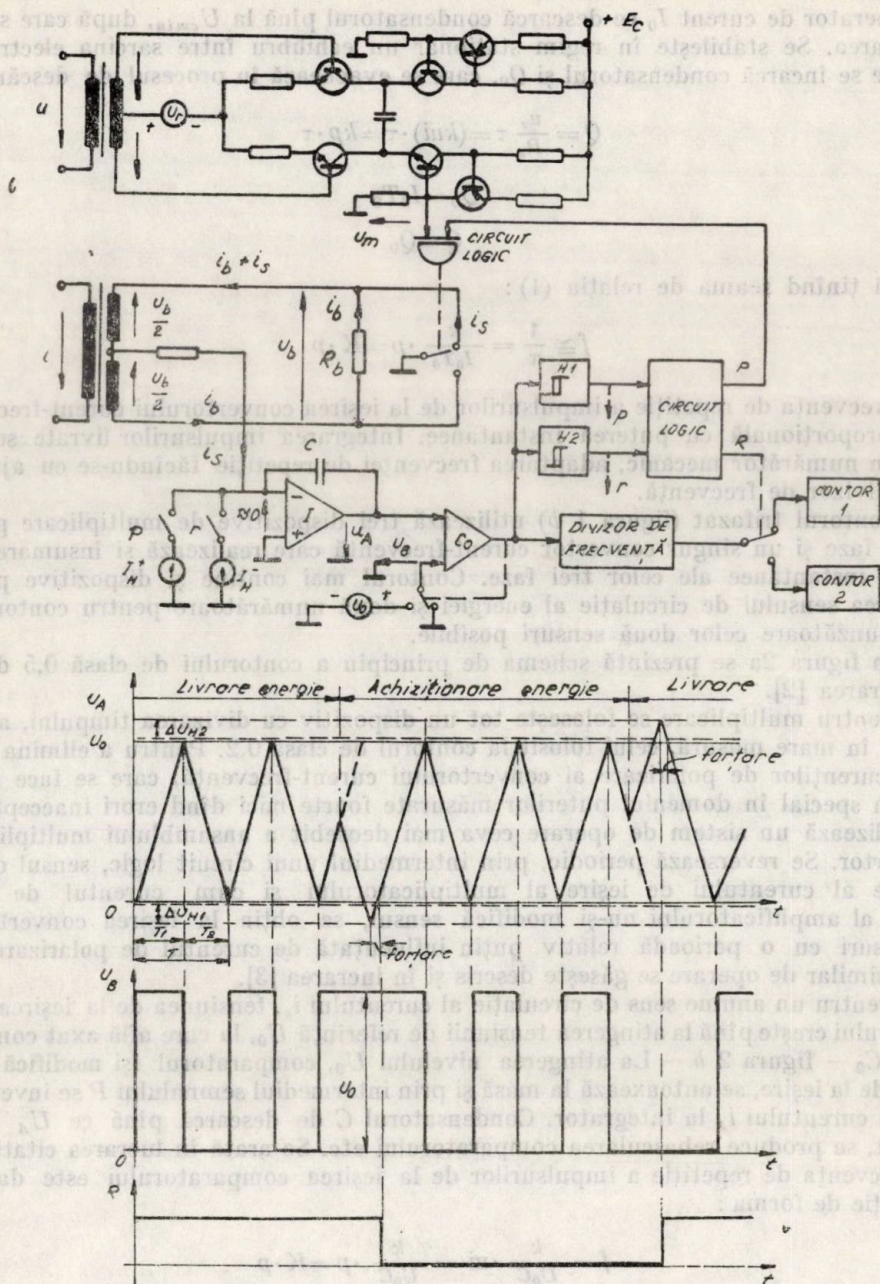


Fig. 2.

fond se inversează încă o dată, în plus, sensul curentului i_s și se comută numărătoarele mecanice ce realizează integrarea pentru măsurarea energiei.

Contorul trifazat este realizat ca principiu prin interconectarea a trei blocuri multiplicatoare cu un singur convertor curent-frecvență, ca și în cazul celui de clasă 0,2.

II.2. O informație apărută în revista Electronics [4] anunță scoaterea pe piață, în anul 1977 a unui contor static de energie activă de către firma producătoare din Japonia, menit să înlocuiască contoarele de inducție. Producția estimată pentru anul 1977 este de cca 40 de milioane exemplare.

Noile contoare sînt mult mai precise (clasă 0,5) decît cele curent utilizate, de dimensiuni mai mici și cu un consum propriu mai redus.

În principiu contorul convertește puterea instantanee în curent și apoi în frecvență de repetiție a unor impulsuri, prin intermediul convertorului curent-frecvență.

Conversia putere instantanee-curent se realizează utilizînd dispozitive cu caracteristică pătratică, folosind cunoscuta relație :

$$(a+b)^2 - (a-b)^2 = 4 ab \quad (7)$$

Caracteristica patrată se modelează utilizînd o rețea neliniară de rezistențe și diode, plasate în emiterul unui tranzistor. Ajustarea rezistențelor la valoarea dorită se face cu fasciculul de raze laser.

Două rețele neliniare asigură multiplicarea, împreună cu un grup de rețele rezistive conectate în secundarele transformatoarelor de curent și tensiune și care realizează expresiile din parantezele relației (7).

Transformatorul de tensiune asigură, printr-o înfășurare suplimentară, limentarea circuitelor contorului.

Pentru adaptarea frecvenței de lucru a convertorului curent-frecvență la cea a numărătorului mecanic de tip clasic, care s-a păstrat și la acest nou contor, se utilizează un divizor de frecvență cu un numărător cu 10 etaje. Acționarea dispozitivului mecanic de numărare se realizează cu un motor pas cu pas foarte ieftin și sigur în funcționare.

Întregul contor de energie se va realiza în tehnologie hibridă dar se prevede, pentru viitor, trecerea la integrarea monolitică.

II.3. Folosirea caracteristicilor patratice ale termocuplurilor a permis realizarea unui dispozitiv de conversie putere-timp, descris în lucrarea [5].

Principiul metodei se bazează pe încălzirea multiplă — de la mai multe surse de energie — a unui termocuplu, periodic, cu o perioadă T mult inferioară constantei de timp a termocuplului — figura 3. După cum se arată în lucrarea citată, tensiunea electromotoare a termocuplului U_e este dată de relația :

$$U_e = K \left(\frac{t_1}{T} U_1^2 + \frac{t_2}{T} U_2^2 + \frac{t_3}{T} U_3^2 \right) \quad (8)$$

unde $t_{1,2,3}$ reprezintă timpii cît firul încălzitor al termocuplului se află conectat la sursele $u_{1,2,3}$. Această tensiune este o constantă dacă există relația :

$$T \leq \tau \quad (9)$$

unde τ este constanta de timp a termocuplului.

Schema de principiu a wattmetrului realizat pe baza aplicării principiului încălzirii multiple se dă în figura 4. Cu ajutorul unei rețele rezistive se realizează tensiunile :

$$u_1 = k_1 i + k_2 u \quad (10)$$

$$u_2 = -k_1 i + k_2 u \quad (11)$$

unde u și i sînt tensiunea și curentul din linie.

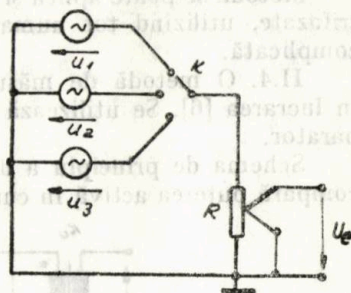


Fig. 3.

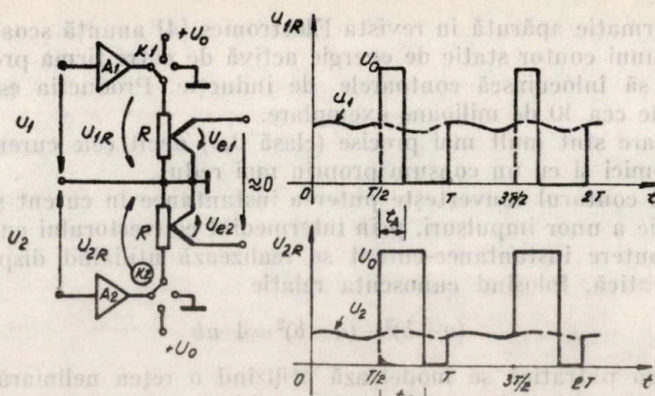


Fig. 4.

Se comută firele încălzitoare succesiv la tensiunile u_1 respectiv u_2 pentru un interval de timp $T/2$ apoi la o sursă de referință cu tensiunea U_0 cîte un interval de timp t_A respectiv t_B astfel ales încît tensiunile electromotoare ale celor două termocupluri să fie menținute egale și în sfîrșit la masă pînă la întregirea intervalului de timp T , după care ciclul se repetă.

Se arată [5] că pentru cazul :

$$U_{e1} = U_{e2} \quad (12)$$

este valabilă o relație de forma :

$$P = K (t_B - t_A) \quad (13)$$

unde K este o constantă, dacă termocuplurile utilizate sînt identice.

Intervalul de timp $t_B - t_A$ se poate măsura comod obținîndu-se o indicație numerică a puterii active.

Se specifică că se pot reduce erorile de măsurare pînă la $5 \cdot 10^{-4}$ din domeniul de măsură, într-un domeniu larg de frecvență.

Metoda se poate aplica și la măsurarea puterii (sau a energiei active) în sistemele trifazate, utilizînd tot numai două termocupluri, dar multiplexarea lor este mai complicată.

II.4. O metodă de măsurare a puterii active oarecum deosebită se prezintă în lucrarea [6]. Se utilizează tot un multiplicator analogic dar în calitate de comparator.

Schema de principiu a dispozitivului de măsurare se prezintă în figura 5. Se compară puterea activă în curent alternativ cu o mărime continuă, tensiunea.

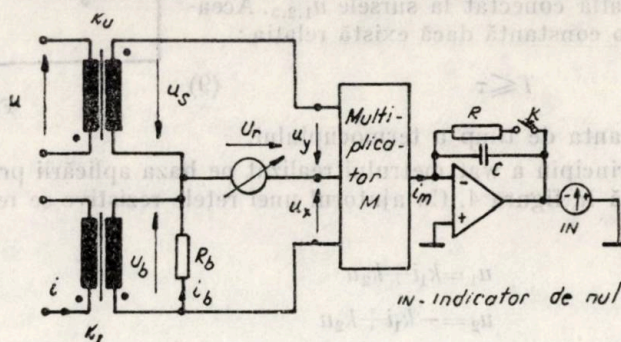


Fig. 5.

După cum se vede din figura 5, tensiunile de intrare ale multiplicatorului în 4 cadrane, M , sînt :

$$u_x = u_b + U_r \quad (14)$$

$$u_y = u_s + U_r \quad (15)$$

Alegînd în mod corespunzător sensurile de conectare ale transformatoarelor de tensiune și curent :

$$u_b = k_I R_b \quad (16)$$

$$u_s = -k_U U \quad (17)$$

Curentul de ieșire al multiplicatorului, i_m , este proporțional cu produsul tensiunilor de la intrare. Media curentului multiplicatorului, obținută cu ajutorul unui circuit de integrare este [6] :

$$(i_m)_{med} = K \left(-k_U k_I R_b \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_i dt + U_r k_I R_b \frac{1}{T} \cdot \int_0^T idt - U_r k_U \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u dt + U_r^2 \right) \quad (18)$$

Se observă că a doua și a treia integrală sînt nule, mediile, pe o perioadă, pentru curentul și tensiunea liniei fiind nule. Reglînd tensiunea U_r astfel încît curentul mediu al multiplicatorului, măsurat cu un instrument indicator de nul plasat în ieșirea integratorului, să fie nul, se obține :

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u i dt = \frac{1}{k_I k_U R_b} U_r^2 = C \cdot U_r^2 \quad (19)$$

Măsurînd numeric tensiunea și ridicînd la pătrat valoarea găsită se poate obține o indicație numerică asupra puterii active P .

Compensînd erorile multiplicatorului datorate decalajelor și avînd în vedere faptul că pentru mărimi de intrare ale căror produse sînt nule ca medie, eroarea comisă la multiplicare este mică (erorile multiplicatoarelor sînt reprezentate de suprafețe aproximativ simetrice în raport cu originea [7]), precizia de măsurare a puterii este relativ mare. Se pot coborî erorile pînă la 10^{-4} din valoarea puterii aparente.

Pe același principiu se pot realiza și contoare de energie activă.

III. Metodă de măsurare ce utilizează multiplicarea numerică. În lucrarea [8] se prezintă o metodă de măsurare numerică a puterii (și energiei) utilizînd multiplicarea numerică în vederea obținerii unei precizii ridicate.

Schema de principiu a dispozitivului de măsurare este cea din figura 6.

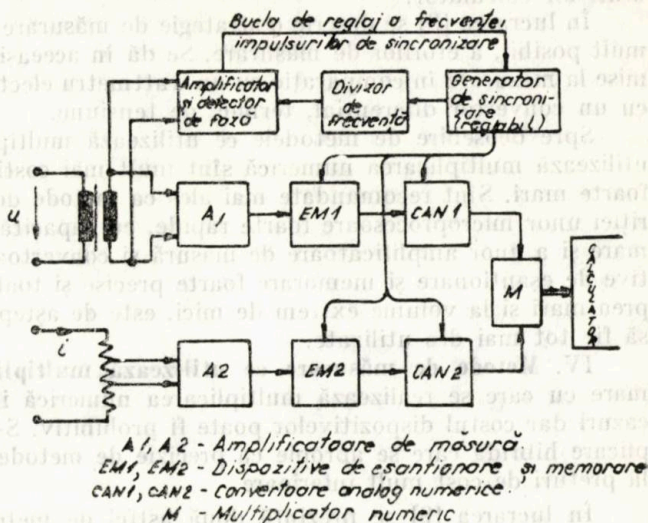


Fig. 6

În cazul în care în cursul unei perioade T a tensiunii și curentului se prelevează, simultan, N perechi de eșantioane de tensiune și curent, expresia ce dă puterea activă este :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt \cong \frac{1}{T} \sum_{k=1}^N u_k i_k \cdot \frac{T}{N} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N u_k i_k \quad (20)$$

Se specifică în lucrarea citată faptul că pentru o convergență rapidă a sumei spre valoarea integralei se recomandă o eșantionare strict corelată cu perioada de repetiție T și nu aleatoare.

În urma unui studiu întreprins de către NBS (SUA) utilizînd simularea pe calculator, s-au desprins următoarele concluzii (citate în lucrarea [8]) :

- 1) nu sînt necesare mai mult de $N=512$ eșantioane pe o perioadă.
- 2) este tolerabilă o eroare de nesimultaneitate la prelevarea eșantioanelor de tensiune și curent pînă la 50 ns.
- 3) eroarea procentuală datorată erorilor sistematice de sincronizare este proporțională cu deviația procentuală a perioadei bazei de timp de sincronizare (pentru eșantionare) de la perioada undelor eșantionate (u, i).
- 4) frecvența de eșantionare trebuie să fie de cel puțin 40 kHz pentru a se putea ține seama de componentele spectrale cu frecvențe de pînă la 10 kHz din anele eșantionate (u, i).

Pentru asigurarea condițiilor 1, 3, 4, generatorul de impulsuri de sincronizare are frecvența de lucru reglabilă între 20 și 40 kHz. Se compară frecvența rețelei cu frecvența subarmonice 512 ($40 \text{ Hz} \div 80 \text{ Hz}$) obținută prin divizare cu ajutorul unui numărator cu 9 ranguri binare într-un detector de fază, a cărui tensiune de ieșire reglează frecvența generatorului pînă ce subarmonica 512 ajunge egală, ca frecvență, cu cea a rețelei. În felul acesta se prelevează 512 eșantioane din fundamentală iar din armonica a 100-a, 4 eșantioane, ceea ce este suficient.

Ansamblele dispozitiv de eșantionare și memorare și convertor analog-numeric, utilizate, permit 40 000 de conversii pe secundă furnizînd valorile numerice ale eșantioanelor de tensiune și curent cu cîte 14 cifre binare semnificative și cîte o cifră semn.

Urmează un dispozitiv de multiplicare numerică ce poate face parte, eventual, dintr-un calculator.

În lucrarea [8] se descrie o strategie de măsurare care asigură reducerea, cît mai mult posibil, a erorilor de măsurare. Se dă în aceeași lucrare, un tabel cu erorile comise la măsurare în comparație cu un wattmetru electrodinamic Yokogawa APR-2 și cu un convertor diferențial, termic, de tensiune.

Spre deosebire de metodele ce utilizează multiplicarea analogică, metodele ce utilizează multiplicarea numerică sînt mult mai costisitoare, dar pot atinge precizii foarte mari. Sînt recomandate mai ales ca metode de laborator. În condițiile apariției unor microprocesoare foarte rapide, cu capacități de memorie operativă foarte mare și a unor amplificatoare de măsură și convertoare analog-numerice cu dispozitive de eșantionare și memorare foarte precise și toate acestea la prețuri de cost nu prea mari și la volume extrem de mici, este de așteptat ca aceste metode numerice să fie tot mai des utilizate.

IV. Metode de măsurare ce utilizează multiplicarea hibridă. Precizia foarte mare cu care se realizează multiplicarea numerică impune folosirea ei în anumite cazuri dar costul dispozitivelor poate fi prohibitiv. S-au dezvoltat metode de multiplicare hibridă care se apropie ca precizie de metodele numerice, dar se pot obține la prețuri de cost mult inferioare.

În lucrarea [9] se prezintă două astfel de metode ce utilizează multiplicarea hibridă.

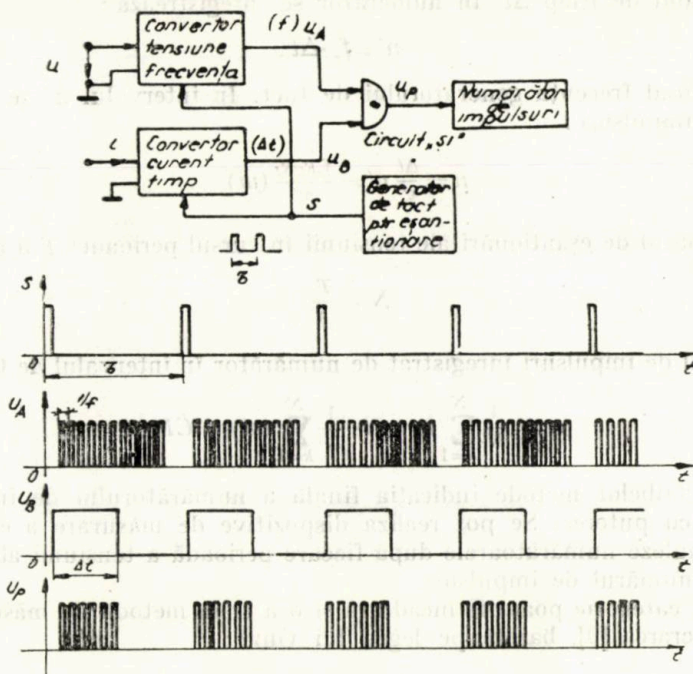


Fig. 7.

IV.1. În figura 7 se prezintă principiul uneia dintre ele.

Se măsoară, ciclic, de N ori pe perioadă tensiunea și curentul și se obțin la ieșirea celor două convertoare impulsuri cu frecvența :

$$f = k_u u \quad (21)$$

și respectiv impulsuri cu durata :

$$\Delta t = k_i i \quad (22)$$

Conform relației (20) puterea activă se calculează cu :

$$P = \frac{1}{N k_u k_i} \sum_{k=1}^N (f \cdot \Delta t)_k = C \cdot n_c \quad (23)$$

unde n_c este numărul total de impulsuri înregistrat într-o perioadă în numărătorul de impulsuri.

IV.2. Spre deosebire de această metodă în care eșantionarea curentului și tensiunii se face simultan, în fig. 8 se prezintă a doua metodă, în care eșantionarea tensiunii și curentului se face cu frecvențe mult diferite :

$$f \ll f' \quad (24)$$

Convertoarele tensiune-timp, respectiv curent-timp furnizează impulsuri cu duratele :

$$\Delta t = k_v u \quad (25)$$

$$\Delta t' = k_i i \quad (26)$$

În intervalul de timp $\Delta t'$ în numărător se înregistrează :

$$n' = f_e \cdot \Delta t' \quad (27)$$

impulsuri, f_e fiind frecvența generatorului de tact. În intervalul Δt se înregistrează un număr de impulsuri :

$$n = \frac{\Delta t}{\tau'} n' = \frac{f_e k_U k_I}{\tau'} (u_i) \quad (28)$$

Dacă numărul de eșantionări ale tensiunii în cursul perioadei T a acesteia este :

$$N = \frac{T}{\tau} \quad (29)$$

atunci numărul de impulsuri înregistrat de numărător în intervalul de timp T va fi :

$$n_c = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N n_k = C \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (u_i)_k = CP \quad (30)$$

În cazul ambelor metode indicația finală a numărătorului de impulsuri este proporțională cu puterea. Se pot realiza dispozitive de măsurare a energiei, dacă în loc să se anuleze numărătoarele după fiecare perioadă a tensiunii alternative (T) se însumează numărul de impulsuri.

În aceeași categorie poate fi încadrată și o a treia metodă de măsurare prezentată tot în lucrarea [9], bazată pe legea lui Ohm :

$$u_0 = i_0 r_0 \quad (31)$$

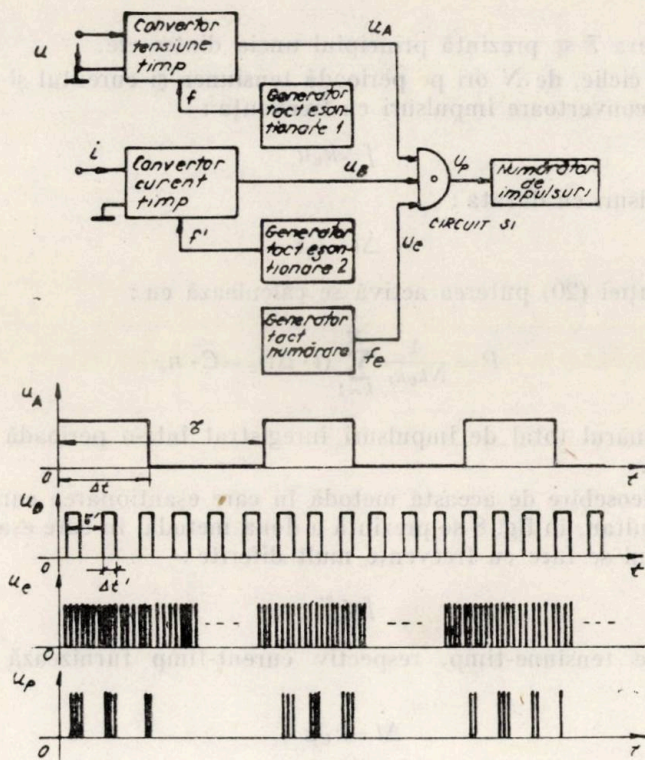


Fig. 8.

Făcînd rezistența r_0 proporțională cu tensiunea rețelei și curentul i_0 proporțional cu curentul rețelei, se poate obține o indicație numerică a puterii măsurînd numeric media tensiunii u_0 .

V. Concluzii. În urma prezentării făcute se pot desprinde următoarele concluzii :
 — pentru producția conductoarelor de clasă 0,5 se recomandă folosirea unor metode ce utilizează multiplicarea analogică prin modelarea caracteristicilor patratice datorită avantajelor oferite de integrare.

— pentru producerea unor wattmetre sau contoare de clasă mai bună, 0,2 și mai mică, se recomandă folosirea unor metode ce utilizează fie multiplicatoare cu divizarea timpului fie multiplicatoare hibride, al căror preț de cost este scăzut.

— ca metode de laborator se recomandă utilizarea celor cu multiplicare numerică și folosirea microprocesoarelor pentru aplicarea unor strategii de măsurare care să ducă la micșorarea erorilor de măsurare. Se pare că nu sînt de neglijat nici metodele de măsurare ce utilizează compararea puterii în alternativ cu mărimi continue ([6], [10]).

BIBLIOGRAFIE

- [1] H. Vonarburg, H. de Vries — Compteur électronique de haute precision, in Revue Landis-Gyr No. 1—1972 p. 9—17.
- [2] H. Laumann, J. Petr — Compteur de precision de la classe 0,5 avec système de mesure statique, in Revue Landis — Gyr no. 4—1974, p. 48—55.
- [3] R. Friedl, W. Lange, P. Seyfried — Electronic Three-Phase Four-Wire Power Frequency converter with High Accuracy Over a Wide Range of Use, in IEEE Trans. on Instr. and Meas. No. 4 nov. 1971 p. 308—312.
- [4] * * * — Watt-hour meters in Japan to go Electronic, in Electronics 8 ian 1976 no. 1 p5E
- [5] H. Gerner — Electronic Method With Direct Time Encoding for Precision Measurement of Electric Power over a wide Range of Frequency., in IEEE Trans on Instr. and Meas. No. 4 nov. 1972, p. 350—353.
- [6] R. Bergeest, R. Friedl, P. Seyfried — High Precision Electronic Measuring Equipment for Electrical Power and Energy.
- [7] C. Bulucea, M. Vais, H. Profeta — Circuite integrate liniare, in Editura tehnică — București 1976, p. 296—309.
- [8] R. Turgel — Digital Wattmeter Using a Sampling Method, in IEEE Trans. on Instr. and Meas. No. 4 Dec. 1974, p. 337—341.
- [9] E. Pop — Metode și aparate de măsură numerice, IPTVT 1972, p. 114—117
- [10] G. Schuster — A High Resolution Electrodynamic AC to DC Power Transfer Instrument. in IEEE Trans. on Instr. and Meas. no 4, dec. 1974 p. 330—333.

DIGITAL WATT-METERS AND WATT-HOUR-METERS

ABSTRACT

The paper presents a review of the digital methods in the power and electrical energy measuring. Also, an original classification of these methods is done.

VOLTMETRU NUMERIC DE VÎRF PENTRU MĂSURAREA SUPRATENSIUNILOR DE COMUTAȚIE

DE

VIRGIL TIPONUT

1. Introducere. În studiul fenomenelor ce apar în rețelele de i.t., ca urmare a închiderii și deschiderii întrerupătoarelor de mare putere, prezintă un interes deosebit dependența dintre valoarea supratensiunilor și momentul comutării [1]. Dat fiind multitudinea de parametri care influențează această dependență, dintre care unii cu caracter aleator, actualmente se recurge tot mai frecvent la măsurători pe modele sau direct în sistem și prelucrarea statistică a rezultatelor obținute. O asemenea cale de abordare a cercetării impune însă utilizarea unei aparaturi de măsură specializate, complet automatizată, care să poată efectua în timp util un număr mare de măsurători.

Pornind de la această necesitate a fost elaborat și realizat un aparat numeric care permite măsurarea valorilor de vîrf a supratensiunilor, simultan pe cele 3 faze, cu indicarea momentelor cînd au loc comutările. Aparatul stabilește totodată și polaritatea valorii de vîrf. Se precizează că s-a utilizat termenul de valoare de vîrf, ca fiind mai răspîndit, deși este măsurată și indicată valoarea absolută maximă a semnalului de intrare. Din motive de claritate, în continuare se va utiliza termenul de valoare extremă.

În lucrarea de față se prezintă schema de principiu a părții din aparat destinată măsurării tensiunilor (voltmetrul de vîrf), împreună cu o serie de considerente avute în vedere la elaborarea ei. Este analizat apoi un circuit detector pentru valori extreme, de concepție originală [2] și care asigură anumite avantaje în utilizare.

2. Schema bloc a voltmetrului. Aparatul a fost conceput în ideea utilizării lui în condiții de laborator, la experimentări pe modele de rețea. Acest fapt presupune existența unor impulsuri de comandă, ce nu sînt disponibile în condiții de teren și care pentru partea de voltmetru constau din impulsurile START, STOP. Impulsul START apare înaintea comutării întrerupătorului și declanșează procesul de investigare și memorare a valorii extreme. După cca 100 ms de la comutare, cînd regimul tranzitoriu poate fi considerat terminat, este generat impulsul STOP. Acesta determină încheierea perioadei de investigare și începerea măsurătorii propriu-zise urmată de vizualizarea rezultatelor. Ambele impulsuri sînt furnizate de un generator care asigură totodată semnalul pentru comanda întrerupătorului.

La elaborarea schemei de principiu s-a avut în vedere, în primul rînd, necesitatea înregistrării automate a rezultatelor obținute, ca o condiție esențială a automatizării procesului de măsură. În consecință s-a optat pentru o schemă de aparat de tip „numeric“.

Măsurarea valorilor de vîrf prin procedee numerice prezintă însă dezavantaje sub aspectul numărului de circuite utilizate [3]. În situația considerată, cînd se impune investigarea simultană a tuturor fazelor, cu detectoare independente, acest fapt ar conduce la o complexitate inacceptabilă a aparatului în ansamblu. Ca urmare,

soluția cu detectoare analogice [4], cite unul pentru fiecare fază, urmate de un CAN comun tuturor fazelor, rezultă ca fiind cea mai avantajoasă. Utilizarea detectoarelor analogice se justifică și datorită faptului că precizia impusă aparatului este relativ scăzută, o eroare raportată maximă de 1% fiind întrutotul acceptabilă (prin procedeul clasic de efectuare al acestor măsurători, în care se utilizează osciloscoape cu remanență, apar erori de ordinul procentelor).

O altă problemă care condiționează simplitatea schemei, o constituie memorarea rezultatelor în vederea vizualizării. Soluția uzuală, în cazul unui aparat numeric, constă în utilizarea unui număr corespunzător de registre în care rezultatele sînt memorate sub formă numerică. În cazul voltmetrului de vîrf, valorile extreme pot fi memorate însă cu ajutorul circuitelor detectoare [4]. Acest fapt permite efectuarea conversiei analog-numerice succesiv pe cele 3 faze, pe măsură ce este vizualizat rezultatul, și prin urmare este necesar un singur registru memorie în loc de 3.

Pe de altă parte, memorarea analogică micșorează precizia ca urmare a modificării în timp a tensiunii la bornele condensatoarelor din detectoare. Dar așa cum rezultă din literatură [4] și s-a verificat experimental în cazul dispozitivelor utilizate, viteza de alterare a tensiunii memorate pot fi mult coborîtă sub 1 mV/s. În aceste condiții este posibilă atingerea preciziei amintite, fără dificultăți, pentru timpi de vizualizare de 3–4 s la fiecare rezultat. Dacă înregistrarea rezultatelor se face prin imprimare, fapt ce micșorează durata memorării, are loc o creștere corespunzătoare a preciziei.

Pe baza considerentelor de mai sus, schema bloc a aparatului rezultă ca în fig. 1. Prin DE_R , DE_S , DE_T au fost notate detectoarele de valori extreme, aferente celor 3 faze. Tensiunile memorate sînt aplicate secvențial la intrarea CAN, prin intermediul unui circuit de multiplexare CM. Rezultatele măsurării sînt vizualizate (dispozitivul V) și eventual imprimate (I). Pentru comanda circuitelor sînt disponibile semnalele furnizate de un dispozitiv de comandă DC, la intrarea căruia sînt aplicate impulsurile START, STOP (U_I).

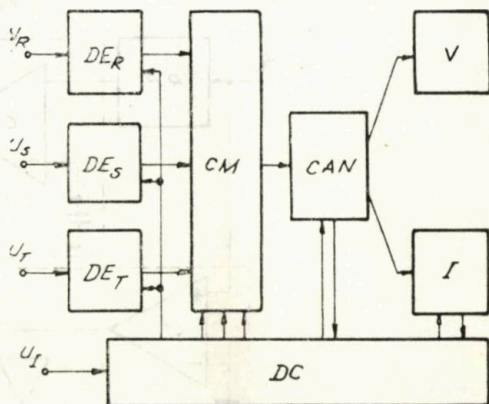


Fig. 1.

Pentru comanda circuitelor sînt disponibile semnalele furnizate de un dispozitiv de comandă DC, la intrarea căruia sînt aplicate impulsurile START, STOP (U_I).

3. Detectorul pentru valori extreme. Detectoarele de vîrf analogice se realizează actualmente cel mai frecvent după schema dată în fig. 2 [4]. Funcție de modul de conectare al diodei D, se obține la bornele condensatorului C_m o tensiune egală cu valoarea de vîrf pozitivă (cazul din figură) respectiv valoarea de vîrf negativă.

Pentru memorarea valorii extreme ar fi necesară deci utilizarea a două detectoare de vîrf (DV_+ , DV_-), conectate ca în fig. 3, care să analizeze ambele alternanțe ale semnalului. Comparatorul C indică polaritatea valorii extreme și comandă circuitul de multiplexare CM, încît să fie transmisă la intrarea CAN tensiunea corespunzătoare extremului. I reprezintă un circuit invertor.

Schema de mai sus prezintă dezavantaje prin faptul că este relativ complexă și necesită unele circuite mai pretențioase (invertorul și comparatorul care se conectează direct la bornele condensatorului de memorare trebuie să aibă o rezistență de intrare ridicată).

O a doua modalitate de memorare a valorii extreme este asigurată de schema din fig. 4. RP reprezintă aici un

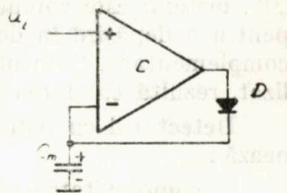


Fig. 2.

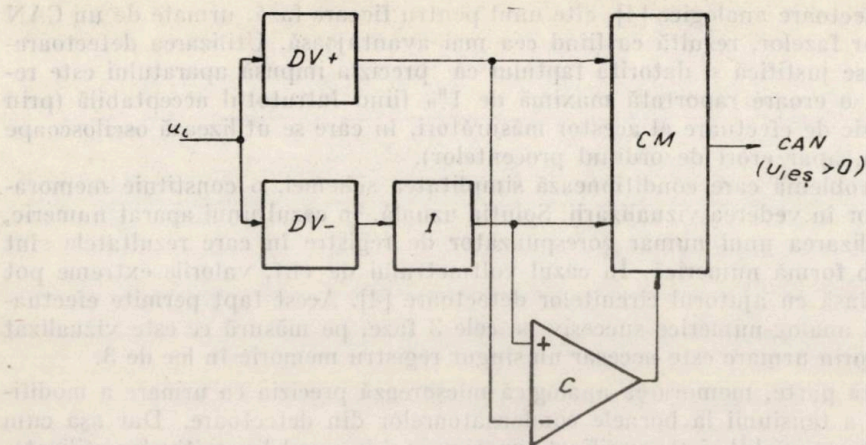


Fig. 3.

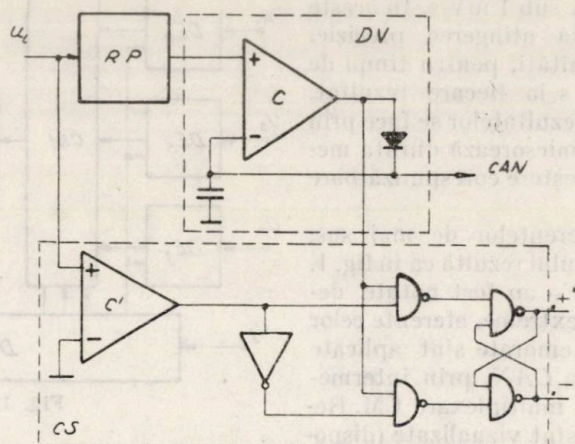


Fig. 4.

redresor de precizie [4], astfel că la intrarea detectorului de vîrf se aplică un semnal avînd o singură polaritate (pozitivă). Valoarea de vîrf memorată reprezintă în acest caz tocmai valoarea extremă. Stabilirea semnului extremului se face cu circuitele din blocul CS, după cum urmează.

Ori de cîte ori mărimea tensiunii de intrare depășește valoarea maximă precedentă, comparatorul detectorului de vîrf trece pe o anumită durată, în starea „1” (logica pozitivă). Drept urmare, funcție de nivelul semnalului de la ieșirea comparatorului C', are loc bascularea bistabilului RS. Dacă, spre exemplu, depășirea are loc în domeniul tensiunilor pozitive, cînd comparatorul C' se găsește în starea logică „1”, bistabil este comutat încît se obține „1” logic la ieșirea „+”. În mod similar, pentru o depășire în domeniul valorilor negative, bistabilul este basculat în starea complementară. Cum ultima depășire corespunde valorii extreme a semnalului analizat, rezultă că starea finală a bistabilului va indica polaritatea extremului.

Detectorul cu redresor prezintă o serie de dezavantaje, dintre care se menționează :

— complexitatea relativă a schemei, RP incluzînd în mod obișnuit două amplificatoare operaționale precum și o serie de elemente ajustabile [4] ;

- redresorul prezintă erori proprii care diminuează precizia detectorului în ansamblu;
- circuitul redresor limitează superior domeniul de frecvențe în care poate fi utilizat detectorul.

O schemă de detector pentru valori extreme, care elimină unele dintre dezavantajele menționate la circuitele precedente este cea din fig. 5 [2].

Comparatoarele C , C' alcătuiesc împreună cu circuitul SAU, dioda D și condensatorul C_m — ca elemente comune — două detectoare de vîrf. Primul detector reține valoarea de vîrf pozitivă iar cel de-al doilea sesizează — datorită invertorului I de la intrarea — valoarea de vîrf negativă. Dat fiindcă memorarea tensiunilor de vîrf se face la bornele aceluiași condensator C_m , acesta va fi încărcat numai atunci cînd valoarea momentană, pozitivă sau negativă, depășește valorile precedente ale semnalului u_i (tensiunile negative fiind considerate în valoare absolută). În această situație la bornele condensatorului se obține valoarea extremă a semnalului.

Schema de detector prezentată este deosebit de simplă; ea câștigă în simplitate sub aspectul numărului de componente necesare, prin utilizarea unui dublu comparator integrat care include în aceeași capsulă comparatoarele C , C' și circuitul SAU [4]. Indicarea semnului se poate face cu ajutorul unor circuite de tipul celor prezentate la detectorul cu redresor (circuitul CS, fig. 4).

În cazul voltmetrului de vîrf, care include 3 detectoare realizate cu duble comparatoare integrate (CLB 2711C), s-a utilizat pentru indicarea semnului o schemă mai simplă (fig. 5).

Comparatoarele C , C' sînt activate succesiv, prin aplicarea la intrările de eșantionare a unei tensiuni dreptunghiulare „0” — „1” logic și avînd o frecvență suficient de mare (U , $\bar{U}$ în fig. 5). Dacă semnalul u_i depășește tensiunea de la bornele condensatorului în intervalul cît este activat comparatorul C — adică este vorba de un eventual extrem pozitiv — bistabilul RS este adus în starea cu „1” logic la ieșirea „+”. Dimpotrivă, dacă depășirea are loc pe durata cît este activat C' (extrem negativ), circuitul bistabil va trece în starea cu „1” logic la ieșirea „-”. Ultima basculare are loc la atingerea valorii extreme și prin urmare starea finală a bistabilului va indica sem-nul extremului.

Utilizarea detectorului de vîrf în regim cu eșantionare, așa cum s-a arătat mai sus, prezintă unele particularități ce trebuie avute în vedere, spre a fi asigurată funcționarea corectă, cu erori minime, a circuitului. Pentru început se va justifica necesitatea ca încărcarea condensatorului de memorare din detectoarele de vîrf să se facă în curent constant.

În acest scop se are în vedere că datorită întîrzierii și timpului propriu de ridicare ale comparatorului, apare o întîrziere Δt a comutării în procesul de încărcare. Con-

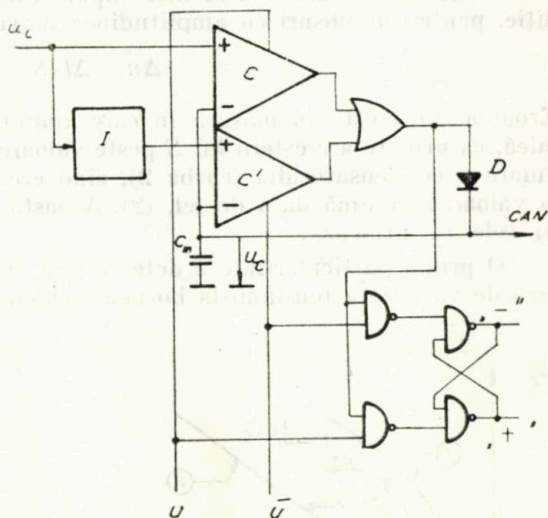


Fig. 5

siderind, spre exemplu, efectul întârzierii încheierii procesului de încărcare (fig. 6), rezultă eroarea absolută Δu_c a tensiunii memorate, sub forma :

$$\Delta u_c = S \cdot \Delta t \quad (1)$$

S reprezintă panta medie a tensiunii u_c , corespunzătoare momentului comutării.

Presupunind că semnalul de intrare constă din impulsuri cu viteza maximă de variație S_{max} — situație ce aproximează cel mai bine realitatea — este necesar ca viteza de variație a tensiunii u_c să fie în orice moment cel puțin egală cu S_{max} . Dacă încărcarea condensatorului se face exponențial (curba 1), se obține cu această condiție, pentru impulsuri cu amplitudinea maximă aplicate la intrare, că :

$$\Delta u_c = \Delta t \cdot S_{max} \quad (2)$$

Eroarea Δu_c crește în măsura în care amplitudinea impulsurilor studiate este mai mică, ca urmare a creșterii lui S peste valoarea S_{max} . De aceea se preferă încărcarea liniară a condensatorului (curba 2), cînd eroarea introdusă se păstrează constantă, la valoarea minimă dată de rel. (2). Această cerință se presupune a fi satisfăcută în cele ce urmează.

O primă particularitate a detectorului cu eșantionare o constituie faptul că viteza de variație a tensiunii la bornele condensatorului C_m trebuie să fie $2 S_{max}$, dat

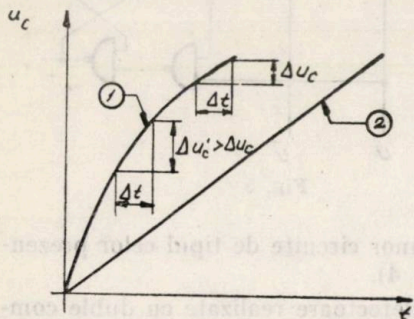


Fig. 6.

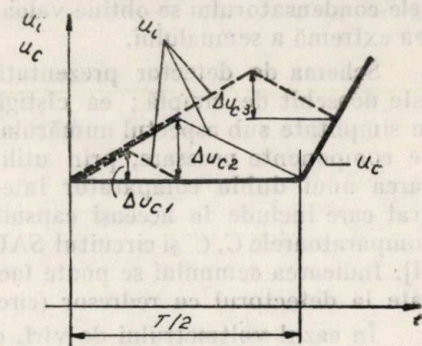


Fig. 7.

fiindcă durata efectivă cit are loc încărcarea este redusă acum la jumătate. Acest fapt determină o creștere corespunzătoare a erorii (rel.1.). Pe de altă parte, la acest detector este posibilă apariția unor erori suplimentare față de cea dată de rel (1), așa cum rezultă din fig. 7. Aici s-a considerat că în intervalul de timp $0-T/2$ comparatorul este blocat și deci tensiunea u_c rămîne constantă iar în momentul $t=T/2$, u_c începe să crească cu o viteză de variație $2 S_{max}$ (T reprezintă perioada tensiunii dreptunghiulare). Dacă tensiunea de intrare u_i constă dintr-un impuls triunghiular, atunci există cele 3 situații distincte indicate în figură, cărora le corespund erorile Δu_{c1} , Δu_{c2} , Δu_{c3} . Avînd în vedere că viteza de variație a tensiunii u_c este de două ori mai mare decît cea a impulsului u_i , rezultă evident că eroarea maximă are valoarea Δu_{c2} , dată de expresia (fig. 7) :

$$\Delta u_{cmax} = \Delta u_{c2} = \frac{T}{4} \cdot S_{max} \quad (3)$$

Relația stabilită permite calculul frecvenței minime de eșantionare încît eroarea tensiunii la bornele tensiunii condensatorului să nu depășească o anumită valoare impusă.

Exemplu numeric. În cazul voltmetrului de vîrf prezentat, caracterizat prin $S_{max}=50 \cdot 10^3$ V/s și avînd domeniul fundamental de măsură cuprins între 0–5 V s-a considerat acceptabilă o eroare raportată, introdusă prin eșantionare, de 0,1%. Cu aceste date rezultă $\Delta u_{cmax}=5 \cdot 10^{-3}$ V și pe baza rel. (3) se calculează în final $T=0,4 \cdot 10^{-6}$ s, adică o frecvență de eșantionare de 2,5 MHz. Utilizarea unei frecvențe de eșantionare relativ mari este posibilă dat fiind timpul de răspuns neglijabil al dublului comparator integrat (CLB 2711 C) la intrările de eșantionare [4]. Relația (3) a fost stabilită de altfel în această ipoteză.

Concluzii. Voltmetrul de vîrf prezentat a fost realizat și utilizat la experimentări pe modele de rețea. Cu această ocazie au putut fi evidențiate avantajele substanțiale pe care le prezintă un asemenea aparat față de metoda de măsurare în care se utilizează osciloscopul cu remanență. S-a relevat totodată necesitatea prevederii unor circuite care să declanșeze automat procesul de măsurare, la apariția unei de supra-tensiune, cu scopul evitării folosirii unor impulsuri START – STOP din exterior. Acest fapt ar spori considerabil utilitatea aparatului, putîndu-se efectua cu ajutorul lui măsurări direct în centrale și stațiile de mare putere.

BIBLIOGRAFIE

- [1] G l e b D r ă g a n, ș.a. Supratensiuni interne în sistemele electroenergetice. Editura tehnică București, 1975.
- [2] T i p o n u ț V i r g i l Metodă de detectare a valorii externe a unei tensiuni și detector de valoare extremă. Brevet de invenție, OSIM nr. 67078 din 06.01.78.
- [3] M a r g o p o u l o s P. Analog to Digital Converter. Brevet S.U.A. nr. 3201324 din 30 nov. 1965.
- [4] B u l u c e a C., ș.a. Circuite integrate liniare. Editura tehnică, București, 1975.

VOLTMETRU NUMERIC DE VÎRF PENTRU MĂSURAREA SUPRATENSIUNILOR DE COMUTAȚIE

REZUMAT

În lucrare se prezintă schema de principiu a unui voltmetru de vîrf, destinat măsurării supratensiunilor de comutație din rețelele de i.t. Aparatul include un detector pentru valori extreme, de concepție originală, a cărui funcționare este analizată mai în detaliu. Sînt prezentate unele concluzii rezultate în urma utilizării voltmetrului.

DIGITALES SPITZENWERT-VOLTMETER FÜR MESSUNG VON SCHALTÜBERSpannungen

ZUSAMMENFASSUNG

Im Aufsatz ist die Grundsaltung eines Spitzenwert-Voltmeters für Messung von Schaltüberspannungen in Hochspannungsnetzen dargestellt. Das Gerät enthält einen nach originalen Ideen konzipierten Extremwertdetektor, dessen Verhalten näher betrachtet ist. Manche aus den Erfahrungen, die während der Anwendung des Voltmeters gesammelt wurden, sind auch angegeben.

ASUPRA ERORII DE MĂSURARE A PUTERII ACTIVE ȘI REACTIVE LA MUTATORUL CE TREI PULSURI

DE

C. GRUIA

1. Introducere. În literatură (1) se prezintă posibilități de măsurare a puterii active și reactive a mutatorului scoțind în evidență erorile de măsură la conectarea aparatelor de măsură în secundarul transformatorului de alimentare a mutatorului. Lucrarea prezintă erorile care apar la conectarea aparatelor de măsură în primarul transformatorului de alimentare scoțind totodată în evidență modul în care reacțanța sistemului de alimentare influențează aceste erori.

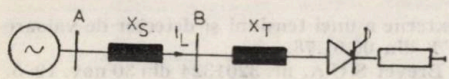


Fig. 1. Schema monofilară de racordare a mutatorului.

2. Măsurarea puterilor la barele de racordare a mutatorului. Schema monofilară de racordare a mutatorului este prezentată în fig. 1. unde: X_S reprezintă reacțanța sistemului de alimentare;

X_T — reacțanța de dispersie a transformatorului de alimentare a mutatorului;

Presupunind tensiunea pe barele A sinusoidală, pentru puterea activă și reactivă în punctul A, raportate la puterea ideală a mutatorului $P_{ao} = U_{ao} I_a$, sînt valabile relațiile (2):

$$\frac{P_A}{P_{ao}} = \frac{\cos 2\alpha - \cos 2(\alpha + \gamma)}{4(1 - \cos \gamma_0)} \quad (1)$$

$$\frac{Q_A}{P_{ao}} = \frac{2\gamma + \sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + \gamma)}{4(1 - \cos \gamma_0)} \quad (2)$$

Făcînd notațiile:

$$\frac{P_A}{P_{ao}} = \rho(\alpha, \gamma) \text{ și } \frac{Q_A}{P_{ao}} = X(\alpha, \gamma), \quad (3)$$

pentru puterea activă și reactivă în punctul B, de racordare a mutatorului la barele sistemului de alimentare, rezultă pe baza expresiilor acestor puteri în regim deformant următoarele relații:

$$\frac{P_B}{P_{ao}} = \rho(\alpha, \gamma) \quad (4)$$

$$\frac{Q_B}{P_{ao}} = X(\alpha, \gamma) - \frac{3}{8\pi(1 - \cos \gamma_0)} \frac{X_S}{X_S + X_T} \varphi(\alpha, \gamma) - \frac{3}{2\pi(1 - \cos \gamma_0)} \cdot \frac{X_T}{X_S + X_T} \sum_{v=2}^{\infty} f(v, \alpha, \gamma) \quad (5)$$

unde:

U_{ao} este tensiunea redresată la mersul în gol;

I_a — curentul continuu redresat presupus constant;

- α — unghiul de comandă al mutatorului ;
 γ — unghiul de comutație ;
 γ_0 — unghiul de comutație la comandă completă ($\alpha=0^\circ$), determinat la o anumită valoare a curentului I_d de tensiunea de alimentare a rețelei și de reactanța de comutație $X_L + X_T$.

$$\varphi(\alpha, \gamma) = \gamma^2 + \sin^2 \gamma - 2\gamma \sin \gamma \cos(2\alpha + \gamma) \quad (6)$$

$$f(\nu, \alpha, \gamma) = \frac{1}{\nu} \left\{ \left[\frac{1}{1+\nu} \sin \frac{(1+\nu)\gamma}{2} \right]^2 + \left[\frac{1}{1-\nu} \sin \frac{(1-\nu)\gamma}{2} \right]^2 - \right. \\ \left. - \frac{2}{1-\nu^2} \sin \frac{(1+\nu)\gamma}{2} \sin \frac{(1-\nu)\gamma}{2} \cos(2\alpha + \gamma) \right\} \quad (7)$$

ν — ordinul armonicii curentului și tensiunii.

Relațiile (4), (5) și (7) s-au obținut cunoscând forma de variație în timp a curentului de linie $i_L(t)$ al mutatorului și determinând tensiunea în punctul B din :

$$u_B(t) = u_A(t) - L_S \frac{di_L}{dt} \quad (8)$$

unde L_S este inductivitatea sistemului de alimentare.

Măsurarea puterilor se face cu wattmetre electrodinamice, care se presupun fără erori de frecvență și cu perioada de oscilație a organului mobil mult mai mare decât perioada tensiunii rețelei de alimentare, aparatele de măsură fiind conectate ca în figura 2.

Dacă se notează cu P_{mas} indicația wattmetrului W_R și cu Q_{mas} indicația wattmetrului W_Q atunci :

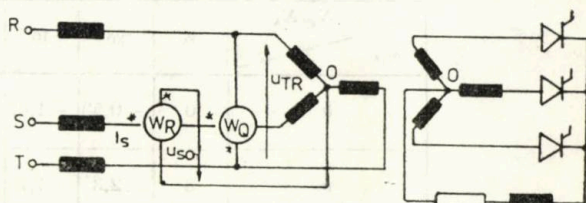


Fig. 2. Schema de legare a aparatelor de măsură.

$P_{mas} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_S u_{SO} d(\omega t)$ reprezintă puterea activă măsurată a fazei S .

$Q_{mas} = \frac{1}{2\pi\sqrt{3}} \int_0^{2\pi} i_S u_{TR} d(\omega t)$ reprezintă puterea reactivă măsurată a fazei S .

Efectuind calculele și raportând mărimile calculate $3 P_{mas}$ și $3 Q_{mas}$ la P_{d0} rezultă :

$$\frac{3P_{mas}}{P_{d0}} = \rho(\alpha, \gamma) \quad (9)$$

$$\frac{3Q_{mas}}{P_{d0}} = X(\alpha, \gamma) - \frac{1}{2\pi\sqrt{3}} (1 - \cos \gamma_0) \frac{X_S}{X_S + X_T} \quad (10)$$

3. Concluzii. 1. În ipotezele făcute, puterea activă măsurată nu este afectată de deformarea tensiunii în punctul B produsă de reactanța sistemului de alimentare și reactanța de dispersie a transformatorului. Neglijarea rezistenței sistemului și transformatorului impune, de fapt, condiția de egalitatea a puterii active în punctele A și B .

2. În ceea ce privește măsurarea puterii reactive, din compararea relațiilor (10) și (5) se constată existența unei erori a cărei valoare este :

$$\frac{Q_B - 3Q_{mas}}{P_{d0}} = \frac{X_S}{X_S + X_T} \left[\frac{1}{2\sqrt{3}} (1 - \cos \gamma_0) - \frac{3}{8\pi(1 - \cos \gamma_0)} \varphi(\alpha, \gamma) - \right. \\ \left. - \frac{3}{2\pi(1 - \cos \gamma_0)} \sum_{\nu=2}^{\infty} f(\nu, \alpha, \gamma) \right] \quad (11)$$

Dacă aparatele de măsură ar fi conectate în secundarul transformatorului de alimentare a mutatorului eroarea de măsură ar fi :

$$\frac{Q_n - 3Q_{m\alpha s}}{P_{d0}} = \frac{1}{2\sqrt{3}} (1 - \cos \gamma_0) - \frac{X_s}{X_s + X_T} \cdot \frac{3}{2\pi (1 - \cos \gamma_0)} \left[\frac{1}{4} \varphi(\alpha, \gamma) + \sum_{v=2}^{\infty} f(v, \alpha, \gamma) \right] \quad (12)$$

Făcînd $X_s=0$, situație ce corespunde conectării mutatorului la barele unui sistem de putere mare rel. (11) și (12) dau erorile de măsură corespunzătoare conectării aparatelor de măsură în primarul, respectiv secundarul transformatorului de alimentare a mutatorului.

Relațiile (11) și (12) permit scoaterea în evidență a influenței reactanței sistemului de alimentare asupra erorilor de măsură.

În tabela 1 sînt prezentate erorile de măsură în procente care intervin la conectarea aparatelor de măsură în primar (cazul *a*), respectiv în secundar (cazul *b*) pentru diferite valori ale raportului X_T/X_s la un unghi de comandă $\alpha=30^\circ$ și de comutație $\gamma=6^\circ$.

Tabela 1.

X_T/X_s	∞	20	10	5	3	0
caz						
<i>a</i>	0	-0,53	-1,02	-1,90	-2,80	-13
<i>b</i>	3	2,3	1,75	0,67	-0,5	-13

Se constată că erorile maxime apar atunci cînd predomină în reactanța de comutație componenta sistemului. Cazul $X_T/X_s=0$ corespunzînd la conectarea directă a mutatorului la rețea nu prezintă importanță din punct de vedere practic pentru mutatorul de putere.

De remarcat că la unghiuri de comutație mai mari, erorile de măsură cresc mult datorită deformării tot mai pronunțate a curbei tensiunii și curentului.

BIBLIOGRAFIE

- [1] L u d u N.: Electrotehnica Electronica Automatica, R.S.R. 1975 T 23 pp 97-103.
- [2] M ö l t g e n G.: Mutatoare cu comutație de la rețea. (Traducere din limba germană - R.F.G.). Editura tehnică, București, 1970.

ASUPRA ERORII DE MĂSURARE A PUTERII ACTIVE ȘI REACTIVE LA MUTATORUL CU TREI PULSURI

REZUMAT

Autorul prezintă formulele de calcul ale erorilor la măsurarea puterii active și reactive la mutatorul cu trei pulsuri.

ABOUT THE MEASURING ERRORS OF THE ACTIVE AND REACTIVE POWER OF THE THREE - PHASE RECTIFIER

ABSTRACT

The author presents the formulas to calculate the errors in measuring of the active and reactive power of the three-phase rectifier.

RECHERCHES EXPÉRIMENTALES CONCERNANT L'INFLUENCE DE LA CHARGE CONSTITUÉE PAR DES PLAQUES FERRO- MAGNÉTIQUES SUR LA FORCE ENGENDRÉE PAR DES ÉLEC- TRO-AIMANTS ÉLEVATEURS

PAR

I. SUCIU, L. MOLDOVAN, I. DELESEGA

1. **Introduction.** La dotation de poutres roulantes et d'autres installations d'élevage avec des électro-aimants éleveurs a une grande réputation. Dans cet ouvrage on présente des résultats expérimentaux concernant l'influence des divers facteurs géométriques et d'exploitation sur la force due aux électro-aimants éleveurs en ce qui concerne la charge élevée. Ainsi, la force étant déterminée principalement par la valeur et la distribution du champ magnétique, on a fait des mesures de l'induction magnétique en tenant compte des facteurs précités. Les essais expérimentaux ont eu comme objet un électro-aimant de forme circulaire, ayant un diamètre $d=270$ mm et de pouvoir $P=0,15$ kW.

2. **L'analyse de la distribution de l'induction magnétique à la surface des pôles.** La connaissance de la distribution de l'induction magnétique présente une grande importance pour l'appréciation et l'amélioration des performances de l'électro-aimant [1]. Les déterminations expérimentales effectuées sur la surface active de l'électro-aimant ont été faites pour les courants constants.

Dans la figure 1 on représente le spectre du champ magnétique dans l'environnement de l'électro-aimant essayé sans plaque à court-circuitage magnétique, l'exploration étant faite dans un plan méridien. A l'arrêt extérieur du pôle central on constate une grande densité des lignes de champ magnétique.

2.1. Le premier groupe de mesures se réfère à la distribution de l'induction magnétique effectuée pour l'électro-aimant à vide (sans plaque à court-circuitage magnétique des pôles).

Dans la figure 2 on représente la variation de la composante normale de l'induction magnétique sur la surface des pôles (pour la valeur de la tension d'alimentation nominale U_n) pour deux directions orthogonales, l'une d'entre elles, le demi-axe Ox , qui traverse un des logis constructifs.

On constate que les valeurs de crête de la composante normale de l'induction magnétique se manifeste dans une manière évidente sur les arrêts de la surface pôlaire autour de la bobine d'électro-aimant.

La distribution pour les deux directions est différente, à cause de la présence du logis constructif qui produit une diminution considérable (avec 87 pour-cent) à la valeur de crête de l'induction magnétique au-delà de l'arrêt de la surface pôlaire intérieure. En mesurant la distribution de l'induction magnétique sur le demi-axe Oy pour des valeurs de la tension d'alimentation différentes de la tension d'alimentation nominale U_n , ont résulté les trois courbes (figure 2.b) qui donnent des informations sur les sollicitations magnétiques du noyau. La proportion dont les trois points (répartisés sur

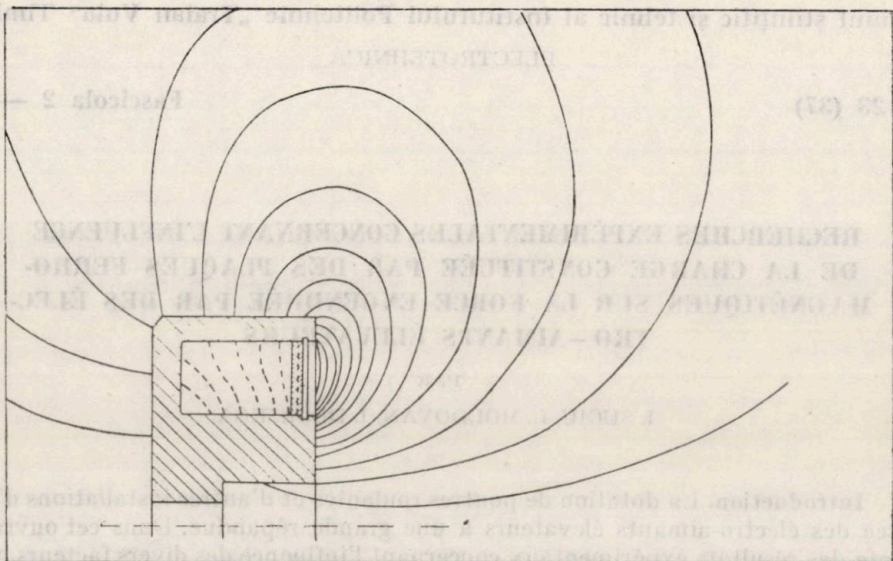


Fig. 1. Le spectre du champ magnétique.

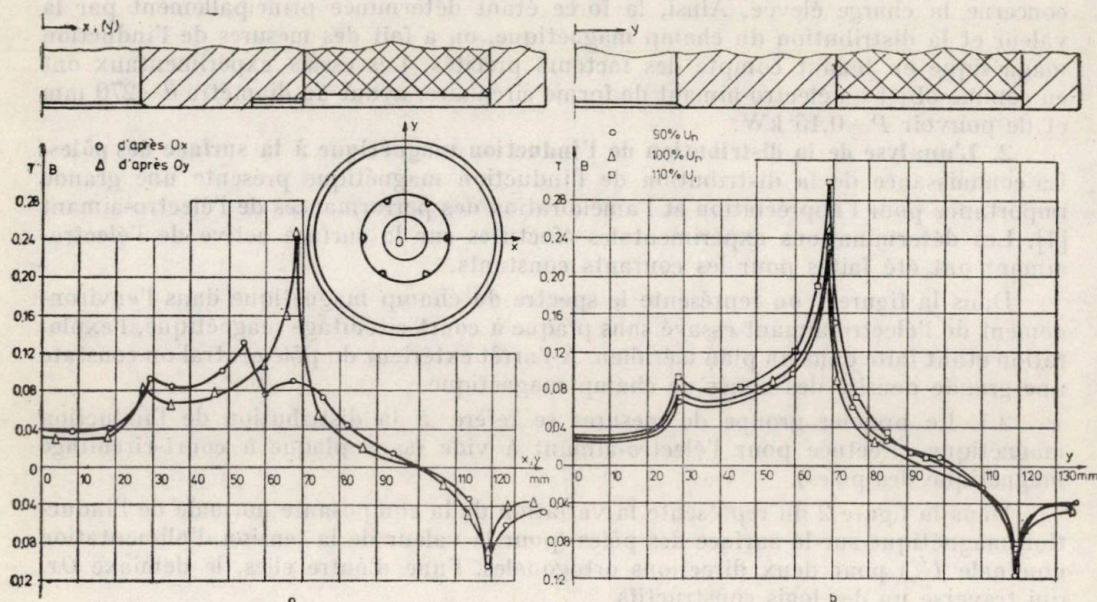


Fig. 2. La distribution de l'induction magnétique pour l'électro-aimant en vide.

le demi-axe Oy) de l'induction magnétique, se modifie à l'égard de la sollicitation nominale, en fonction du niveau de la tension d'alimentation, est la suivante :

- pour l'abaissement avec 10% de la tension : 16, 7 et 9% ;
- pour l'accroissement avec 10% de la tension : 12, 12 et 8%.

2.2. Le deuxième groupe de mesures a été effectué dans des conditions de l'existence d'une plaque ferro-magnétique sur la surface des pôles. La plaque ayant l'épaisseur $s=21$ mm, d'acier OL-37, a été maintenue à un entrefer $\delta=12$ mm. Le champ magnétique dans l'entrefer a été exploré sur la surface de la plaque et sur la surface

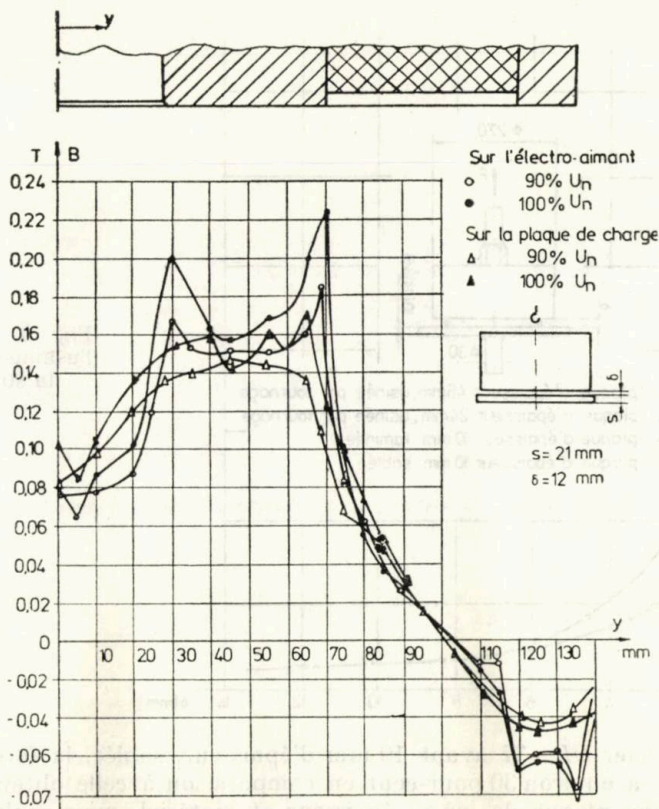


Fig. 3. La distribution de l'induction magnétique pour l'électro-aimant à plaque de court-circuitage.

des pôles d'électro-aimant pour des valeurs de la tension d'alimentation égale avec 90% U_n et 100% U_n .

Par une comparaison entre les valeurs mesurées en présence de la plaque (fig. 3) et sans plaque, on constate l'augmentation importante de la composante normale de l'induction magnétique mais les valeurs des points de celle-ci, dans la zone du pôle intérieur sont beaucoup plus appropriées l'une des autres. On remarque aussi l'apparition d'un point sur le graphique de l'induction magnétique sur l'arrêt extérieur du pôle marginale, dû à la concentration du champ de dispersion dans cette zone.

Les conclusions communes pour les essais présentés au 2.1 et 2.2 sont : a) l'annulation de l'induction magnétique a lieu dans la zone de la bobine de l'électro-aimant à la même distance de l'axe central de l'ensemble ; b) la valeur de l'induction à l'hauteur d'orifice central du pôle, est comparable à celle du pôle extérieur, mettant en évidence que cette zone aussi participe à l'engendrement de la force d'attraction ; c) la distribution de la composante normale de l'induction magnétique est inégale pour les deux pôles, déterminant dans une manière différente, la réalisation de la force d'attraction.

3. Des mesures sur les forces. Les résultats de cette partie se réfèrent aux mesures des forces effectuées par traction sur des plaques de court-circuitage magnétique, réalisées conformément aux prescriptions VDE 0580/70 „Prescriptions pour des appareils électromagnétiques“.

On met en évidence dans la figure 4, l'influence de la manière d'usinage mécanique à la surface des pièces de court-circuitage magnétique, remarquant que pour

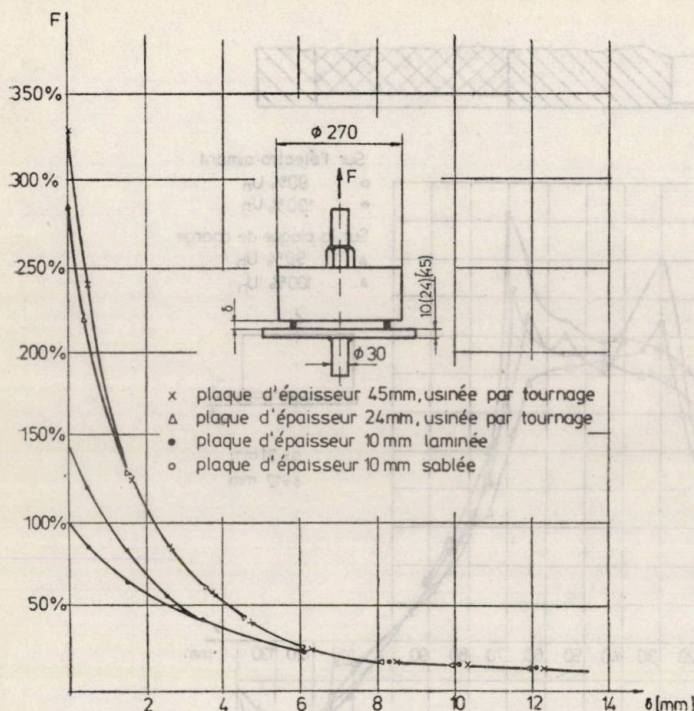


Fig. 4. L'influence de l'usinage mécanique de la surface pôlaire.

une plaque en acier OL-37 ayant 10 mm d'épaisseur, sablée, la force portante est plus petite, il y a environ 30 pour-cent en comparaison à celle obtenue dans le cas d'utilisation d'une plaque de même épaisseur et matériel, mais seulement laminée. Dans la même figure on constate que la manière d'usinage de la surface de la plaque

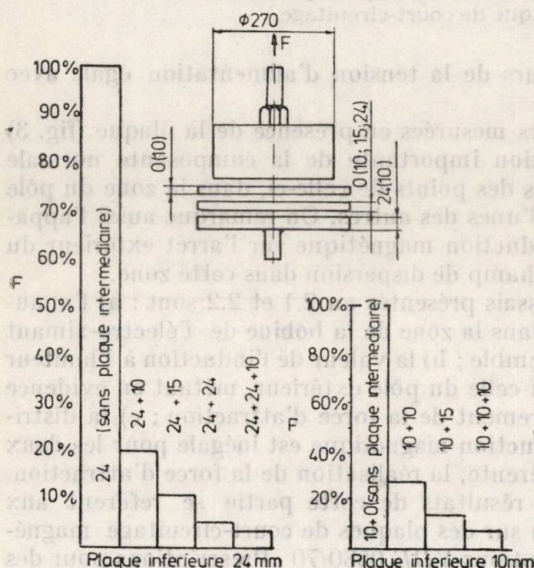


Fig. 5. L'influence d'une charge comprenant un paquet de tôles.

de court-circuitage a une influence beaucoup plus grande sur la force due à l'électro-aimant, spécialement pour des faibles valeurs d'entrefer. Les forces mesurées en utilisant des plaques de court-circuitage de même matériel et ayant des épaisseurs 24 mm respectivement 45 mm, usinées par tournage plan, ont conduits aux forces portantes plus grandes (285% respectivement 328%) à l'égard de forces portantes engendrées, utilisant la plaque de 10 mm d'épaisseur, sablée. Les forces d'arrachement correspondantes à l'entrefer ayant comme valeur $d/300$, [2], approximativement égales entre elles pour les plaques usinées par tournage avec 24 et 45 mm d'épaisseur, sont avec 270% plus grandes que la force d'arrachement due à l'utilisation d'une plaque de 10 mm d'épaisseur sablée. De même ces forces sont avec 40% plus grandes pour le

cas de la plaque laminée de 10 mm, vis-à-vis du cas de la plaque ayant le même épaisseur, mais tensionnée superficiellement par sablage.

Effectuant des mesures sur des paquets de plaques ferro-magnétiques (en acier OL-37) qui ne sont pas fixées unes des autres, on a constaté que pour l'entrefer minimum, la force d'attraction dans l'ensemble se diminue substantiellement (figure 5), fait que permet définir la force d'élévation garantie d'un électro-aimant pour son utilisation aux manipulations d'un paquet de tôles en acier.

Synthétisant les conclusions résultées après ces mesures de forces, on peut affirmer par suite : a) la force d'attraction est fort influencée par l'épaisseur de la plaque de court-circuitage magnétique à cause du phénomène de saturation, influence qui se réduit pour les épaisseurs dépassant 24 mm ; b) la coupe en biais sur 45° pour les arrêts de la surface d'électro-aimant a conduit à la diminution de la force maximum développée (voir les points 2.1 et 2.2) ; c) la diminution de la longueur du circuit magnétique par tournage frontale a conduit à l'augmentation de la force développée pour l'entrefer pratiquement égale à zéro, due à la diminution de la dispersion ; d) la force magnétique rémanente est d'autant plus grande, autant que la plaque de court-circuitage est plus épaisse (arrivant jusqu'au 15 pour-cent de la force portante pour la plaque 45 mm d'épaisseur) conclusion que justifie la prévision d'un circuit de démagnétisation dans le schéma de commande de l'électro-aimant [3] ; e) les entrefers intermédiaires existants dans le cas d'utilisation d'un paquet de plaques pour le court-circuitage magnétique, font que la force engendrée dans l'ensemble soit beaucoup plus petite vis-à-vis du cas d'élévation d'une seule plaque ; f) la force engendrée dans le paquet de plaques ferro-magnétiques, est peu influencée quand l'épaisseur des plaques composantes dépasse 24 mm. L'explication consiste dans la modification de la saturation de plaques et la présence des entrefers parasites d'entre elles.

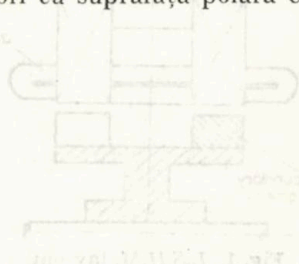
BIBLIOGRAPHIE

- [1] * * * Protocol de colaborare științifică dintre E M T și I. P. Timișoara, 1977.
- [2] * * * VDE 0580/1970, Bestimmungen für elektromagnetische Geräte.
- [3] Delesaga, I., Suci, I., Moldovan, L. Etudes expérimentales concernant les surtensions de commutation aux électro-aimants à circuit de démagnétisation. Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia” Timișoara, Seria Electrotehnică, Tom 23 (37), Fascicola 1-1978, p. 40-42.

CERCETĂRI EXPERIMENTALE PRIVIND INFLUENȚA SARCINII FORMATE DIN PLĂCI FEROMAGNETICE ASUPRA FORȚEI DEZVOLTATE DE ELECTROMAGNEȚII ELEVATORI

REZUMAT

În articol se prezintă o sinteză a rezultatelor cercetărilor experimentale privind influența factorilor geometrici și de exploatare asupra distribuției cîmpului magnetic și a forței dezvoltate de electromagneții elevatori cu suprafața polară circulară.



AN EXPERIMENTAL STUDY OF LINIAR SYNCHRONOUS HOMOPOLAR MOTOR (LSHM)

BY

I. BOLDEA

Abstract. The paper proposes a complet set of tests on linear homopolar synchronous motors (LSHM). Experimental results on a laboratory model are presented and a multitude of specific phenomena are identified and explained. The conclusions are directly useful to the designer, expecially where the LSHM is aimed to be used as an integrated system of propulsion and levitation.

Introduction. Linear homopolar synchronous motor has been proposed as an alternative to the propulsion systems of electromagnetically levitated vehicles^{1,2}.

Its main advantage over liniar induction motor consists in higher power factor and efficiency.

However there are some specific phenomena such as :

- field winding drag force³
- solid iron segments saturation
- primary core teeth advanced saturation
- armature winding end-effect,

that depreciate to some extent the performance of this type of linear motor.

Since a complete theory accounting for all these phenomena does not yet exist, and it would be any way very complicated, the present paper proposes, for the first in the literature, a set of tests considered necessary in any correct assessment of LSHM performance.

The set of tests refers to five important problems :

- 1) — field winding phenomena
- 2) — parameters determination
- 3) — normal force
- 4) — induction regime
- 5) — load characteristics

Some of the tests presented here are also used for rotary synchronous motors, but they exhibit notable peculiarities when applied to LSHM. A laboratory model has

been built and tested in order to illustrate the test programm.

2. Short des cription of the laboratory model. The laboratory model exhibits an arch-type primary and a rotary secondary as shown schematically in fig. 1.

The main data of the model are : pole pitch : $\tau=0.1$ (m) number of poles $2p+1=7$ primary stack $2a=0.055$ (m) width (one side only) mechanical air gap $g=0.005$ (m) field winding turns $N_e=242$ (turns) Turns/phase $N_1=456$ (turns) open slots per pole and phase $q=2$

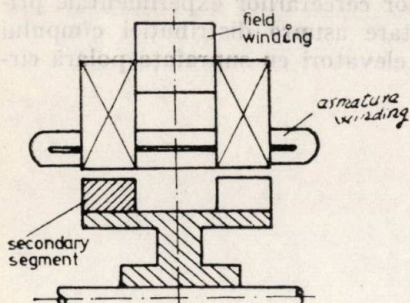


Fig. 1. L.S.H.M. lay-out.

In what follows the five tests mentioned above will be presented one by one.

3. **Field winding tests.** There three main points of interest here :

— airgap field distribution when the armature winding is open, at different values of field current, i_f , at zero speed. To evidenciate the influence of open slotting the airgap field measurements will be made on the primary as well as on the secondary segments surface. The results of these tests are shown in fig. 2. It should be observed the field pulsations due to slotting are important on the primary surface, but rather small on the secondary segment surface, at an airgap of 5 mm. In full size motors

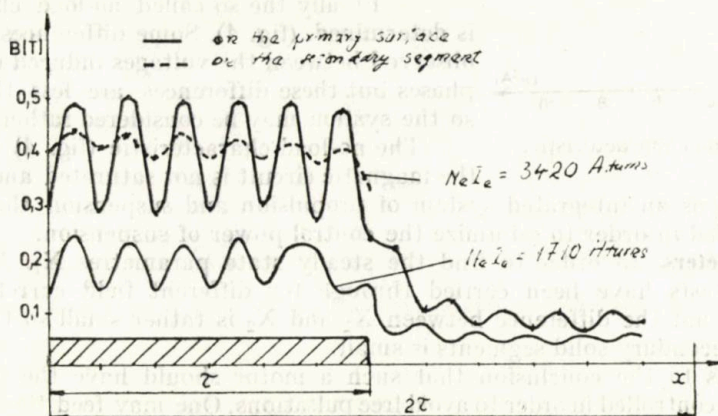


Fig. 2. Field winding air-gap flux-density.

the airgap is 10–15 mm so the influence of slotting on the field when measured on the secondary surface will be very small.

— Because of the finite length of the primary, eddy currents are induced in the secondary solid iron segments when the primary field winding moves over, causing a drag force, F_d , called usually — magnetic drag force.

The value and the relative importance of F_d should be known in motor design in order to provide the net propulsion force required. The drag force against speed is shown in fig. 3.

In addition, in our case, when the primary has an odd number of poles, a reluctance drag force, F_r , takes place at the entry and exit edges of the machine.

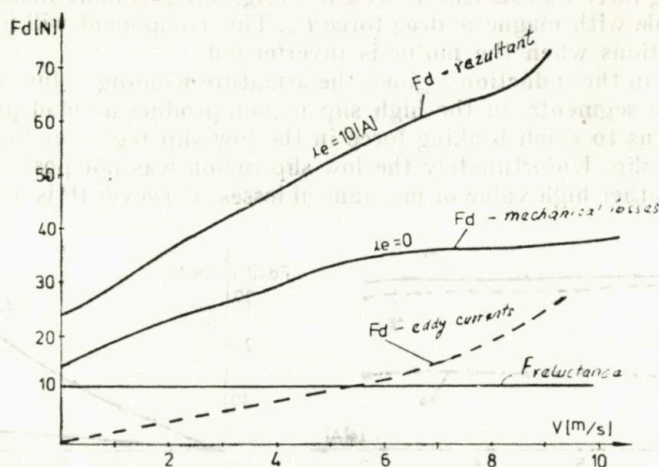


Fig. 3. Magnetic drag force.

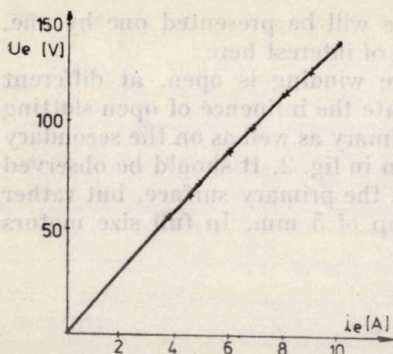


Fig. 4. No — load characteristic.

In a machine with even number of poles the net reluctance drag force is zero. This reluctance force F_r is also plotted in fig. 3, and it has been measured at very small speed when the magnetic drag force is negligible. As will be seen when the machine will be loaded, $F_d + F_r$ are generally less than 10–12% of the rated propulsion force, but they still must be accounted for in motor in design.

— Finally the so called no-load characteristic is determined. (fig. 4). Some differences have been observed between the voltages induced in the three phases but these differences are less than 4–5% so the system may be considered rather symmetric.

The no-load characteristic (fig. 4) is linear so the magnetic circuit is not saturated and, when the motor is used as an integrated system of propulsion and suspension this condition must be fulfilled in order to minimize the control power of suspension.

4. Parameters. In order to find the steady state parameters X_1 , X_2 , and X_0 , short circuit tests have been carried through for different field currents (fig. 5). It is obvious that the difference between X_1 and X_2 is rather small so the damping effect of the secondary solid segments is small.

This leads to the conclusion that such a motor should have the power angle automatically controlled in order to avoid free pulsations. One may feed the motor from a position controlled inverter when the power angle is constant like in a d.c. motor.

On the other hand the primary leakage X_σ is equal to homopolar reactance (the winding is diametral) and has an important value due to the unavoidable long end connections of armature winding. Because the damping effect is small the over transient reactances will be about equal to X_1 . It should be mentioned that, because the length of the segments is equal to the pole-pitch, the machine has no saliency ($x_d = x_q$).

5. Armature winding drag forces. — First, at synchronism, because of the finite length of the machine, the armature winding induces currents in the secondary solid segments, causing in fact an end effect drag force F_{as} . Fortunately this force proved to be very small (fig. 6).

— Secondly, the inverse component of armature m.m.f, which occurs currently when the motor is inverter-fed induces additional currents in the solid segments producing a drag force F_{ai} . As can be seen from fig. 6, F_{ai} is more important than F_{as} and is comparable with magnetic drag force F_d . This component will produce propulsion force pulsations when the motor is inverter-fed.

— Thirdly, in the induction regime, the armature winding induced eddy currents in the secondary segments, in the high slip region, produce a small propulsion force (fig. 3) that turns to small braking force in the low slip region ending in F_{as} corresponding to zero slip. Unfortunately the low slip region was not possible to be tested because of the rather high value of mechanical losses. However it is obvious that the

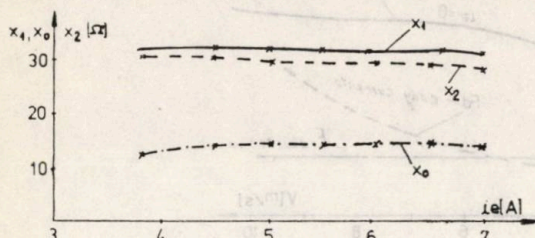


Fig. 5. Steady — state parameters.

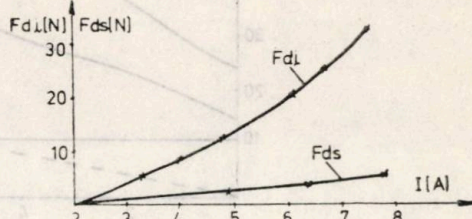


Fig. 6. F_{ds} and F_{di} .

„damping winding“ of secondary is not capable of high propulsion force. Moreover the braking character of this force in the low slip motor region leads to the conclusion that the self-synchronization of this motor is not directly possible.

6. **Load characteristics.** It seems that among the characteristics which define the motor performance two of them deserve more attention.

a) Input power and thrust against phase current, with field current as parameter (fig. 7).

b) Armature current against field current (fig. 8) which is rather similar to „V“ curves.

These curves have been plotted at constant voltage and 50 Hz constant frequency.

However if the machine is fed from a position controlled inverter, in order to assure the induced voltage commutation a slight leading power factor should, at any

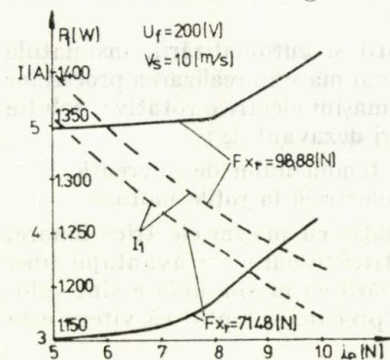


Fig. 7. Input power and thrust against armature current.

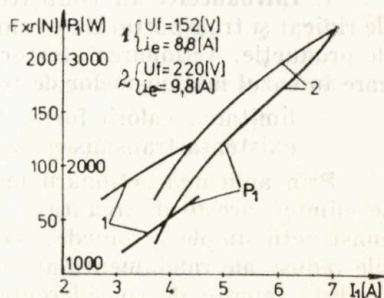


Fig. 8. Armature current against field current.

current, be provided so in this structure the machine can not be highly overloaded. Thus the current is limited, and so does the propulsion force, unless corresponding reserves are in the field current winding.

As shown in fig. 8, because of the field current increase the net (external) propulsion force is rather constant. From the values of propulsion force shown in fig. 7, it may be considered that the maximum net force is around 225 (N). In fact this force could have been even doubled if the field winding had been made twice stronger.

7. **Note on normal force.** The normal force, of attraction character, is of great importance especially when the machine is used for propulsion and levitation. This force is also influenced by all above — mentioned phenomena. However it was not possible to measure it within acceptable error on the laboratory model.

8. **Conclusion.** The paper proposes a set of tests necessary to assess correctly the performance of linear homopolar synchronous motor, and gives the corresponding test results obtained from a laboratory model.

The influence of finite length of the primary is obvious in most of the tests and should be accounted for in the design procedures.

9. **Acknowledgment.** The author thanks Mr. Surdu Petre, technician, Mr. Stoian Emil and Mr. Stoian Alexandru, former students, for their contribution to the construction of the laboratory model, and Mr. Madescu Gheorghe, student, for his assistance in the experimental work.

REFERENCE

- [1] M. Guarino Tr. „Integrated linear electric motor propulsion systems for high speed transportation“ Proc. of the Intern. Symp. on linear electric motors, Lyon, France, may 1974.
- [2] S. A. Nasar and I. Boldea „Linear motion electric machines“ John Wiley, Interscience, 1976
- [3] I. Boldea and S. A. Nasar „Field winding drag and normal forces in linear synchronous homopolar motors“. Int. Quat. Vol. 2, No. 3, 1978.

UN NOU SISTEM DE ACȚIONARE ELECTRICĂ A GRINZILOR RULANTE

DE

E. SERACIN, I. ȘORA, M. PRODAN, C. SCHUCH

1. Introducere. În contextul actual al mecanizării și automatizării, instalațiile de ridicat și transportat au o importanță din ce în ce mai mare în realizarea proceselor de producție. Acționarea acestor instalații se face cu mașini electrice rotative, soluție care în cazul mecanismelor de translație are două mari dezavantaje :

- limitarea valorii forței de tracțiune datorită fenomenului de aderență ;
- existența transmisiei mecanice de la mașina electrică la roțile motoare.

Prin aplicarea acționării mecanismelor de translație cu mașini electrice liniare, se elimină aceste dezavantaje. În plus, mașina electrică liniară are avantajul unei construcții simple și robuste. Dezavantaje ale acționării cu mașini liniare sînt valorile reduse ale randamentului și factorului de putere precum și faptul că viteza este limitată inferior de considerente tehnologice.

Problema aplicării acționării cu mașini liniare a mecanismelor utilajelor de ridicat și transportat este de noutate atît în țară cît și în străinătate. Ca urmare, în cadrul Catedrei de utilizări și mașini electrice de la Facultatea de electrotehnică din Timișoara s-a luat în studiu această problemă pe baza unui contract cu I.C.P.E.P. Craiova. Pentru elaborarea S.T.E., a documentației de execuție și realizarea practică s-a colaborat cu I.C.P.M.R.T.U. Timișoara.

2. Prezentarea noului sistem de acționare electrică. Acționarea cu mașini electrice liniare ridică probleme specifice, a căror soluționare s-a efectuat în prima etapă a cercetării.

Astfel, faptul că forța de tracțiune se transmite direct de la mașina liniară la calea de rulare, fără transmisie mecanică, determină egalitatea vitezei de translație a căruciorului sau a grinzii rulante cu viteza mașinii de acționare. Viteza sincronă v_s , a mașinii liniare este :

$$v_s = 2\tau f \quad (1)$$

unde τ este pasul polar, iar f — frecvența tensiunii de alimentare.

Viteza sincronă minimă a mașinii liniare este limitată de pasul polar, $\tau = 0,039$ m, minim realizabil din considerente tehnologice ; în cazul frecvenței industriale $f = 50$ Hz, rezultă $v_{smin} = 3,9$ m/s. Viteza de translație a grinzilor rulante fiind 0,67 m/s, rezultă necesitatea micșorării vitezei mașinii electrice liniare, care se poate face prin :

- aplicarea unei frîne electromagnetice cu curenți turbionari, al cărei efect este cu atît mai pronunțat cu cît viteza este mai mare ;
- alimentarea mașinii liniare cu o tensiune redusă, care se poate obține prin intercalare de rezistențe, de autotransformatoare, de amplificatoare magnetice, impulsuri de tensiune și variatoare de tensiune cu tiristoare ;
- modificarea frecvenței de alimentare, care în prezent reprezintă o soluție complicată și prea costisitoare pentru grinzile rulante.

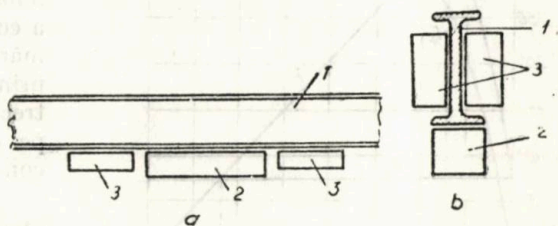
Din aceste posibilități, pe baza unui studiu tehnico-economic, s-a ales soluția de limitare a vitezei prin frână liniară electromagnetică, aceasta prezentând avantaje în ce privește simplitatea construcției și alimentării, robustețea și siguranța în funcționare.

Pentru acționare se pot folosi mașini liniare unilaterale sau bilaterale. Ținând seama de necesitatea realizării unui întrefier cât mai mic și constant în timpul mișcării, de obținerea unei soluții constructive avantajoase și de utilizarea eficientă a componentei normale a forței ce apare la mașinile liniare, s-a ales varianta de acționare cu motor liniar unilateral (2), amplasat sub talpa grinzii de rulare (fig. 1).

Frinele electromagnetice (3) sînt amplasate în cazul acționării grinzii de rulare sub talpa acesteia (fig. 1.a) și lateral, pe înălțimea profilului grinzii, în cazul acționării căruciorului (fig. 1.b).

Fig. 1. Amplasarea sistemului de acționare cu motor liniar :

a — a grinzii rulante; b — a căruciorului; 1 — grinda de rulare; 2 — motor liniar; 3 — frîne electromagnetice.



Acționarea cu mașina electrică liniară mai prezintă avantajul posibilității simple de realizare sub formă de modul. Astfel, mașina liniară se poate fabrica într-o gamă redusă de tipuri constructive, numărul de module pentru acționarea unui mecanism alegîndu-se în funcție de forța de tracțiune necesară.

În vederea efectuării cercetărilor experimentale și a definitivării soluțiilor pentru realizarea unui prototip industrial acționat cu mașini liniare, s-a proiectat și executat un stand de laborator și este în fază de montare un model experimental de grindă rulantă pentru o sarcină maximă de 3,2 tone.

Forța necesară pentru deplasarea căruciorului și a grinzii în diferite situații la funcționarea în regim staționar se determină cu expresia [3] :

$$F_w = \frac{mg}{R} \left(f + \mu \frac{d}{2} \right) \quad (2)$$

în care m este masa pieselor în mișcare, g accelerația gravitației, R raza roții de rulare, f brațul frecării de rostogolire, μ coeficientul de frecare și d diametrul mediu al rulmentului.

Pentru acționarea grinzii rulante a rezultat un modul de motor liniar cu forța nominală $F_N = 350$ N. La alegerea acestei forțe s-a ținut seama și de procesele tranzitorii la pornire și oprire.

Viteza nominală a motorului liniar v_N , s-a ales egală cu viteza uzuală de translație, de 0,67 m/s, aceasta corespunzînd la viteza $v_s = 3,9$ m/s unei alunecări nominale :

$$s_N = 1 - \frac{v_N}{v_s} = 0,83 \quad (3)$$

Calculule s-au efectuat astfel, încît la funcționare în plină sarcină viteza de 0,67 m/s să se realizeze datorită formei caracteristicii mecanice a mașinii liniare. Pentru obținerea aceleiași viteze și la funcționare în gol este necesară intervenția frinelor electromagnetice cu curenți turbionari, care au fost proiectate și executate sub formă de module, fiecare avînd o forță de frînare nominală $F_{fN} = 175$ N.

Regimurile de funcționare staționare s-au determinat pe baza ecuației mișcării scrisă pentru accelerație nulă :

$$F - F_R = 0 \quad (4)$$

unde F este forța de tracțiune a motorului, $F_R = (F_w + F_f)$ — forța rezistentă, F_w fiind dată prin relația (2), iar F_f forța dezvoltată de frână.

Ca exemplu, în figura 2 sînt reprezentate caracteristicile la funcționarea în gol, cu un modul de motor liniar și două module de frînă pentru căruciorul grinzii.

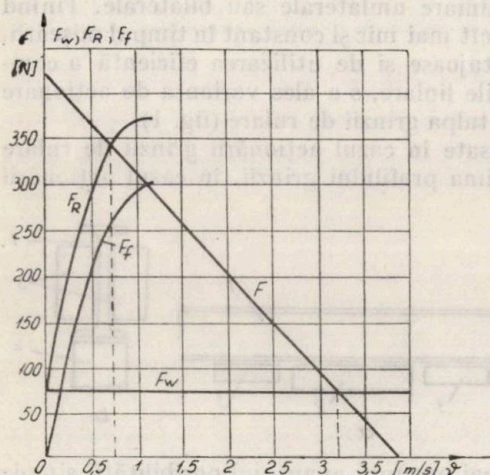


Fig. 2. Variația forțelor sistemului de acționare în funcție de viteză:

F — forța dezvoltată de motorul liniar; $F_f = 2 F_{f1}$ — forța dezvoltată de două frîne electromagnetice; F_R — forța rezistentă.

modulului de motor liniar sînt reprezentate în figura 4. Curbele au fost determinate pe un stand de laborator conceput special în acest scop, indusul fiind din oțel sau oțel cu bandă de aluminiu de dimensiuni indicate în figură [1].

Elementele componente ale standului de laborator echipat cu motor liniar și frîne electromagnetice este prezentat în figura 5.

Schema electrică de alimentare și comandă este prezentată în figura 6, în care s-au notat cu 2 ml înfășurarea inductorului motorului liniar, cu 2 sl înfășurările frî-

Fig. 3. Modul de motor liniar :

$F_N = 350 \text{ N}$.

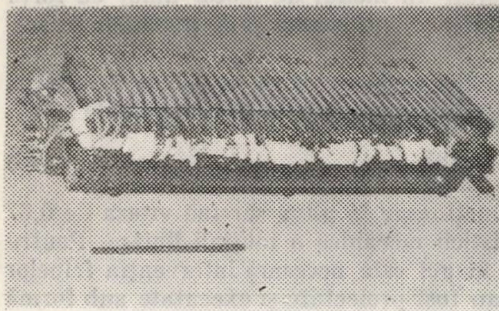


Fig. 4. Variația forței de tracțiune a motorului liniar funcție de curentul prin motor.

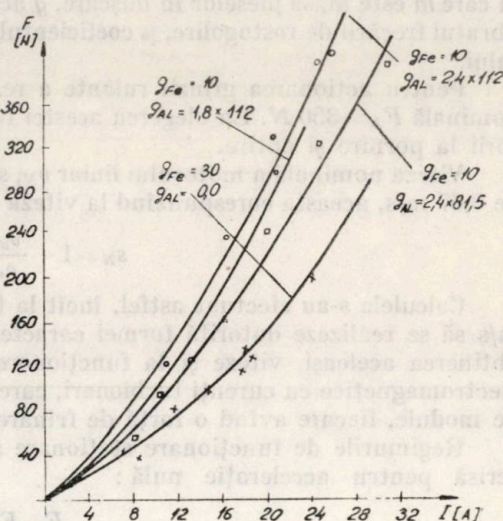
Studiul proceselor tranzitorii pentru stabilirea timpului de pornire și oprire, s-a efectuat pe baza ecuației mișcării :

$$F - F_R = m \frac{dv}{dt} \quad (5)$$

Rezolvarea ecuației (5) în condițiile folosirii pentru acționare a mașinii liniare, a condus la concluzia că este necesară mărirea cuplului în perioada de pornire prin alimentarea în triunghi a motorului, trecindu-se apoi la conexiunea stea. Oprirea pe distanța prescrisă se poate realiza în condiții bune cu frîna mecanică.

3. Rezultate experimentale și concluzii. Construcția modulului experimental de motor liniar, avînd lungimea pachetului de tole de 0,52 m și lățimea de 0,1 m, este arătată în figura 3.

Curbele de variație ale forței de tracțiune în funcție de curent, la diferite tensiuni de alimentare și întrefier 2,5 mm, ale



nelor electromagnetice, cu 2 c 3 și 2 c 4 contactoarele de conectare în triunghi/stea și cu p 7 redresorul de alimentare a frinelor.

Alimentarea schemei de comandă și a autotransformatorului m 8 se face la tensiunea alternativă de 220 V e 10-2, (e 11-2). Pentru alimentarea butoanelor 2 b din cutia de comandă se folosește o tensiune de 24 V (e 6-2, e 7-2). Schema de comandă este prevăzută cu două comutatoare: 2 K 1 — pentru asigurarea alimentării triunghi-stea sau numai stea și 2 K 2 — pentru alimentare directă de la rețea sau de la variator continuu de tensiune. Temporizarea și corelarea operațiilor de pornire și oprire se asigură prin relele de timp 2 d 1-2 d 4.

Pe baza cercărilor efectuate pînă în prezent avînd drept scop realizarea unui prototip de grindă rulantă acționată cu mașini liniare, se pot menționa următoarele:

- s-au stabilit soluții pentru acționarea electrică cu mașini liniare a grinzilor rulante și pentru construcția mecanică;

- s-a realizat o bază materială care permite efectuarea de cercetări privind aplicarea acționării cu mașini liniare la instalațiile de ridicat și transportat;

- determinările experimentale au evidențiat posibilitățile diferitelor module de mașini liniare din punctul de vedere al forței de tracțiune în corelare cu tensiunea și curentul absorbit;

- pentru asigurarea pornirii în condiții corespunzătoare este necesară alimentarea în triunghi a motorului, după pornire trecînd la conectarea în stea.

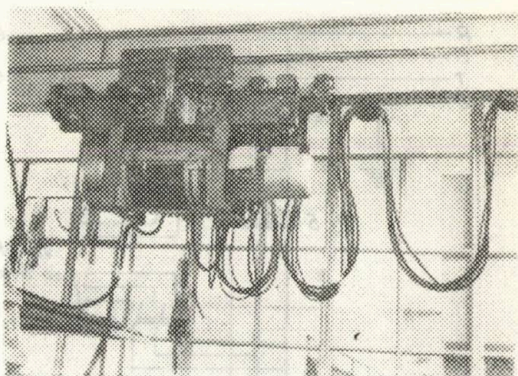


Fig. 5. Stand de laborator acționat cu motor liniar:

1 — grindă de rulare; 2 — roțile de rulare ale căruciorului; 3 — traverse ale căruciorului; 4 — plăci de fixare a frinelor electromagnetice; 5 — plan de ridicare pentru 3,2 t.

BIBLIOGRAFIE

- [1] E. Seracin, M. Babescu, ș.a. Aplicarea motorului liniar la acționarea mașinilor de ridicat, contract cu I.C.E.P. Craiova, Catedra de utilizări și mașini electrice, Facultatea electro-tehnică, Timișoara 1975—1977.
- [2] M. Brașovan, E. Seracin, N. Bogoevici, Acționări electrice. Probleme și aplicații industriale, E.T., București, 1963.
- [3] M. Ernst, Die Hebezeuge, Friedr. Vieweg und Sohn, Braunschweig, 1964—1965.
- [4] E. Seracin ș.a., Asupra acționării electrice cu mașini liniare a grinzilor rulante, Lucrări tehnico-științifice, sesiunea I.P. „Tralan Vuia“ Timișoara, 13—15. 05. 1977.

Rezumat. În lucrare se prezintă un sistem nou de acționare electrică pentru realizarea mișcărilor de translație la grinzile rulante, folosind motoare liniare și frîne electromagnetice și rezultatele obținute pe un stand de laborator conceput special în acest scop.

EIN NEUES SYSTEM DES ELEKTRISCHEN ANTRIEBS BEI ROLLSCHIENEN

ZUSAMMENFASSUNG

Die Arbeit behandelt, ein neues System des elektrischen Antriebs der Fortbewegung bei Rollschienen, mit Anwendung von Linearmotoren und elektromagnetischen Bremsen sowie die erzielten Ergebnisse auf einer Laborprüfanlage welche speziell für diesen Zweck gebaut wurde.

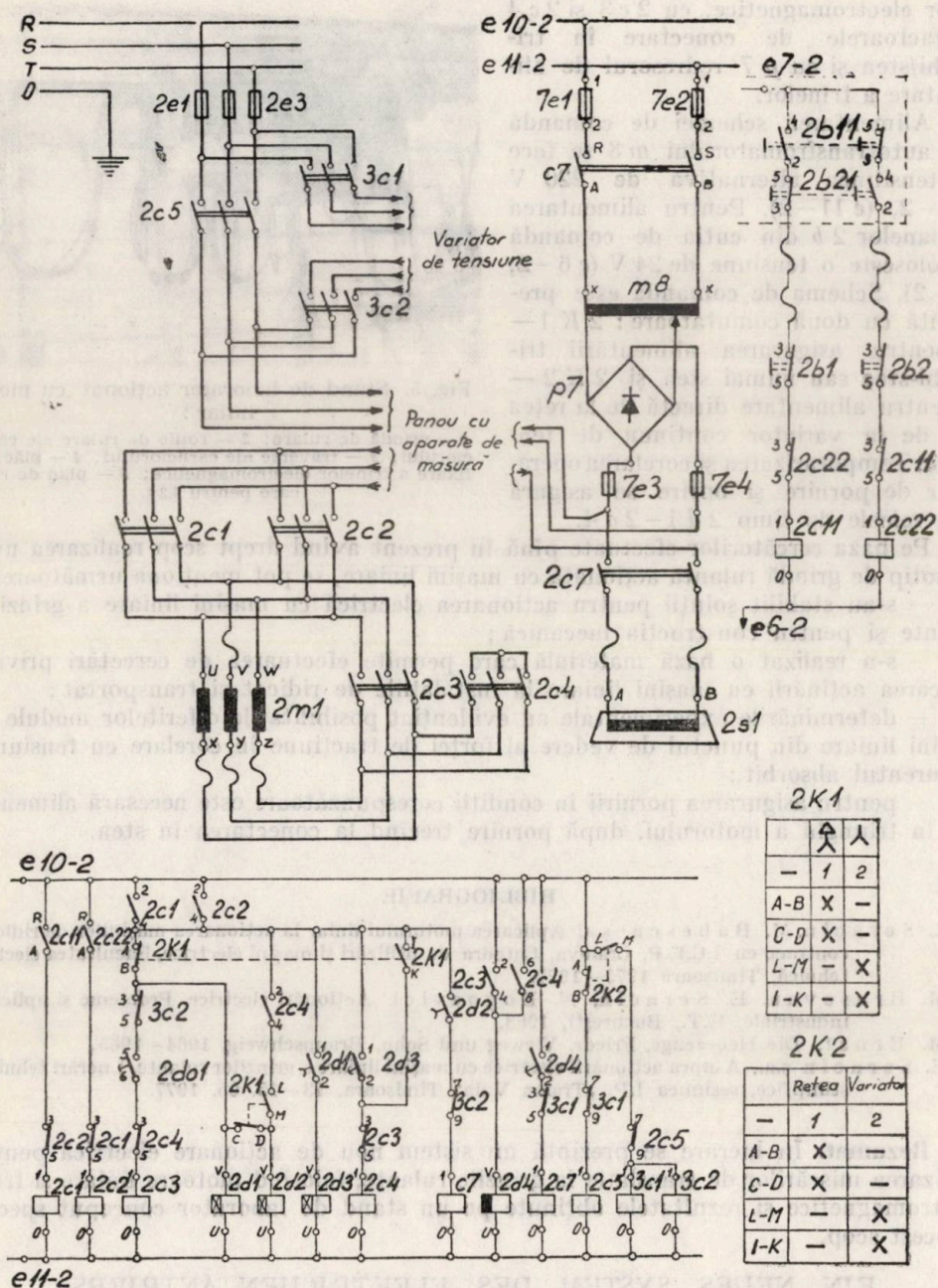


Fig. 6. Schema de alimentare și comandă a standului de laborator.

CERCETĂRI PRIVIND ACȚIONĂRILE ÎN C.C. CU COMANDA ÎN IMPULSURI DE TENSIUNE CU APLICABILITATE ÎN TRACȚIUNEA ELECTRICĂ

DE

P. SCĂREANU, D. POPOVICI

1. Introducere. Dezvoltarea spectaculară a electronicii de putere din ultima perioadă de timp permite realizarea unor echipamente de tracțiune cu caracteristici tehnico-economice îmbunătățite. În acest sens, în cazul alimentării în curent continuu, trebuie remarcate efectele bune pe care le are utilizarea variatoarelor de tensiune continuă la comanda în impulsuri de tensiune a mașinilor de tracțiune. Acest sistem de acționare prezintă avantaje economice prin eliminarea pierderilor corespunzătoare rezistențelor de demaraj și comandă a mersului respectiv prin introducerea frînării electrice cu recuperare și permite creșterea confortului de călătorii la viteze medii sporite datorită unor accelerații și decelerații mărite.

Sînt prezentate în continuare rezultatele unor cercetări privind comanda variatorului de tensiune continuă cu reglarea bipozițională a curentului respectiv a unor probleme specifice sistemelor de acționare pentru vehicule autonome sau alimentate de la linia de contact, ca : frînarea recuperativă, funcționarea în două cadrane și funcționarea la alimentarea de la linia de contact.

2. Parametrii comenzii variatorului de tensiune continuă cu reglarea bipozițională a curentului. Se urmărește determinarea legăturii între parametrii comenzii, frecvența de lucru și durata de conducție a tiristorului principal și valoarea impusă curentului de sarcină.

Considerind ventilele cu caracteristici ideale, adică inerție și pierderi nule, se pot scrie curenții prin mașina de tracțiune în intervalele de conducție respectiv pauză a variatorului de tensiune continuă :

$$i = \frac{U-E}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) + I_1 e^{-\frac{R}{L}t} \quad \text{conducție} \quad (1)$$

$$i = I_2 \cdot e^{-\frac{R}{L}t} - \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) \quad \text{pauză} \quad (2)$$

în care s-a notat cu U — tensiunea de alimentare, E t.e.m. a mașinii, R și L rezistența respectiv inductivitatea totală a înfășurărilor mașinii. Notînd cu $\frac{U}{R} = I_c$, $T_m = \frac{L}{R}$, T perioada de lucru a variatorului de tensiune continuă și $a = \frac{T_c}{T}$ durata

relativă de conducție a tiristorului principal se obține valoarea impusă a curentului prin mașină sub forma :

$$\frac{I_t}{I_c} = \frac{(1 - e^{-a T/T_m}) (1 - e^{-(1-a) T/T_m})}{2 (1 - e^{-T/T_m})} - \frac{E}{U} \quad (3)$$

Pentru o valoare impusă a curentului I_t este de dorit ca variația lui relativă definită cu relația (1) să fie respectată la o valoare impusă :

$$\frac{\Delta I}{I_c} = \frac{I_2 - I_1}{I_c} = \frac{(1 - e^{-a T/T_m}) (1 - e^{-(1-a) T/T_m})}{1 - e^{-T/T_m}} \quad (4)$$

Se remarcă, examinind relația (4) că variația relativă a curentului prin mașină nu depinde de tensiunea electromotoare E și deci nu depinde de turația mașinii. Pe baza relațiilor (3) și (4) a fost determinată dependența duratei relative de con-

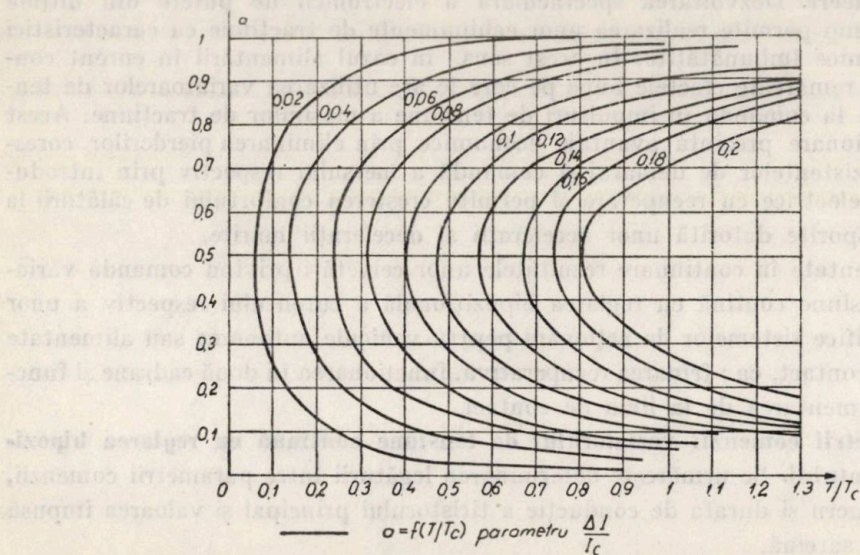


Fig. 1. Variația duratei relative de conducție funcție de perioada de lucru a variatorului.

ducție a de raportul T/T_m pentru diferite valori ale variației relative a curentului ΔI și prezentate în figura 1. Se constată pe baza celor arătate în [1] că pentru $T/T_m < 2$, situație îndeplinită în cazurile reale, expresia (3) devine :

$$\frac{I_t}{I_c} = a - \frac{E}{U} \quad (5)$$

de unde se obține valoarea duratei relative de conducție sub forma :

$$a = \frac{I_t}{I_c} + \frac{E}{U} \quad (6)$$

Această valoare este determinată atât de valoarea impusă a curentului cit și de tensiunea electromotoare a mașinii, deci de turația la care caracteristica mecanică a mașinii se intersectează cu caracteristica cuplului static rezistent într-un punct stabil de funcționare. Se poate concluziona că variația duratei relative de func-

ționare depinde de curentul impus și de forma caracteristicii cuplului rezistent în funcție de viteză.

Pentru o valoare impusă curentului a I_i , dacă se cunoaște caracteristica cuplului funcție de curent se poate determina dreapta paralelă cu abscisa $a = cst$ care, intersectată cu curba valorii impuse pentru variația relativă a curentului stabilește perioada și deci frecvența de lucru a variatorului de tensiune continuă. La determinarea lui se pot folosi în loc de caracteristica cuplului rezistent, direct caracteristica $E = f(i)$ determinată experimental sau dedusă analitic.

3. Problema energiei recuperate la frinare. Apariția variatoarelor de tensiune (V.T.C.) la vehiculele autonome oferă posibilități noi pentru o comandă economică a mașinilor electrice de tracțiune atât în regimul de mers cit și de frână [2, 3].

În [4, 5] se arată că reglarea bipozițională a curentului are deosebite avantaje în cazul vehiculelor autonome, iar în [6] se demonstrează că reglarea curentului este modul optimal de comandă a acționărilor electrice în curent continuu și, deci, se poate conchide că cel puțin, pentru vehicule autonome, soluția cea mai adecvată este folosirea V.T.C. cu reglarea bipozițională a curentului.

În cele ce urmează se prezintă o metodă de calcul pentru energia recuperată la frinarea unui vehicul autonom (electrocar, locomotivă de manevră etc.) echipat cu V.T.C. cu reglare bipozițională a curentului, bazată pe ecuațiile de mișcare ale vehiculelor.

Pe baza energiei recuperate se pot determina (sau corecta) indicatori energetici specifici cum sînt autonomia vehiculului, randamentul energetic global, consumul specific etc.

3.1. Prezentarea metodei de calcul. Energia recuperată într-un interval de timp t_j , mult mai mare decît perioada de lucru T a V.T.C., cu $nT = t_j$ și $n \gg 1$ au expresia:

$$W_{recj} = \int_0^{nT} U \cdot i_r(t) dt \quad (7)$$

Introducînd puterea recuperată medie, ca valoare medie a puterii instantanee pe un număr întreg de perioade:

$$P_{recj} = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} U \cdot i_r(t) dt \quad (8)$$

se poate găsi o relație simplă între puterea recuperată medie și energia recuperată:

$$W_{recj} = P_{recj} \cdot t_j \quad (9)$$

Calculul energiei recuperate s-a redus la determinarea unei puteri medii recuperate într-un interval de timp precizat.

După cum se va arăta, puterea medie recuperată depinde prin intermediul tensiunii electromotoare de turația mașinii sau de viteza vehiculului și de parametrii comenzii (curentul reglat și histeriza regulatorului). Pentru a determina durata intervalelor t_j , este necesară rezolvarea ecuației de mișcare a vehiculului printr-o metodă numerică sau grafico-analitică și aproximarea în trepte a rezultatului (fig. 2).

Calculul energiei recuperate în intervalul t_j în care se aplică frinarea se reduce efectuarea însumării:

$$W_{recj} = \sum_{j=1}^n P_{rec} \cdot t_j \quad (10)$$

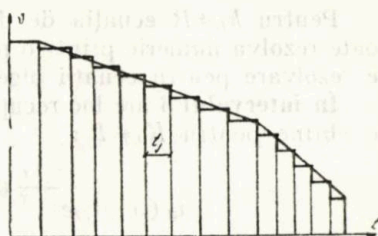


Fig. 2. Explicativă pentru variația vitezei la frinare și aproximarea ei în trepte pentru calculul energiei recuperate.

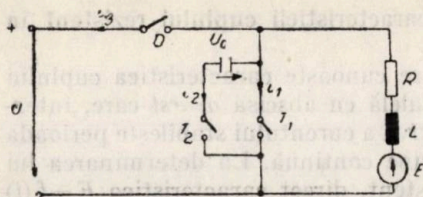


Fig. 3. Schemă echivalentă pentru frînarea recuperativă cu variator de tensiune continuă.

3.2. Caracteristicile de variație ale puterii medii recuperate. La determinarea exactă a puterii medii recuperate nu poate fi neglijată în cazul schemei echivalente din figura 3 durata intervalului de comutație. Rezolvarea ecuațiilor diferențiale, ce se scriu pe baza schemei echivalente este posibilă prin liniarizarea expresiei tensiunii electromotoare în intervalul Δt corespunzător histerezei regulatorului.

Considerind elementele semiconductoare ideale, mașina cu parametri constanți și neglijând pierderile în fier se poate scrie :

În intervalul 1 corespunzător conducerii tiristorului principal (T_1 închis în fig. 3) :

$$i_1(t) = \frac{E_0}{R(1-k_R)} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}(1-k_R)}) + i_0 e^{-\frac{t}{\tau}(1-k_R)} \quad \text{pentru } R \neq k_R \quad (11)$$

unde $t.e.m.$ liniarizată are forma $E = E_0 + K_R i$, τ constanta de timp a mașinii, $k_R = \frac{K_R}{R}$ și i_0 valoarea inițială a curentului. Intervalul 1 se termină cu condiția $i_1(t=t_I) = i_I$, iar durata t_I se poate calcula din relația (11).

În intervalul 2 tiristorul de stingere este în conducție (T_2 închis). Se obține :

$$i_2(t) = e^{-\frac{R-K_R}{2L}t} \left(i_I \cos \omega t + \frac{E_0 + U_{c0} - \frac{R-K_R}{2} i_I}{\omega L} \sin \omega t \right) \quad (12)$$

și

$$u_c(t) = -E_0 + e^{-\frac{R-K_R}{2L}t} \left\{ (E_0 + U_{c0}) \cos t - \left[i_I L - \frac{R-K_R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} (U_{c0} + E_0) \right] \sin \omega t \right\} \quad (13)$$

în care i_I și U_{c0} sînt valorile inițiale ale curentului și respectiv tensiunii condensatorului la intrarea în conducție a lui T_1 iar $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Durata intervalului 2 se determină pe baza condiției

$$-u_c(t=t_{II}) = U \quad (14)$$

Pentru $k_R \neq R$ ecuația de determinare a duratei intervalului de comutație se poate rezolva numeric printr-o procedură de calcul [8] concepută pe baza metodelor de rezolvare pentru ecuații algebrice și transcendente [9].

În intervalul 3 are loc recuperarea energiei electrice în sursă (dioda D conduce). Se obține pentru $K_R \neq R$:

$$i_3(t) = i_{II} e^{-\frac{t}{\tau}(1-k_R)} - \frac{U - E_0}{R(1-k_R)} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}(1-k_R)}) \quad (15)$$

Valoarea inițială a curentului prin sursă $i_2(t=t_{II}) = i_{II}$, este în general diferită de i_I și se poate obține în aceeași procedură de calcul care furnizează durata intervalului de comutație i_{II} .

Pe baza relațiilor de mai sus este posibilă obținerea condiției de stabilitate statică a mașinii serie în regim de frinare recuperativă cu V.T.C. Într-adevăr, pentru a avea o funcționare stabilă în intervalul 1 derivata curentului trebuie să fie pozitivă iar în intervalul 3 negativă. Prelucrind relațiile 5, 6 și 11, 12 se ajunge la condiția de stabilitate statică :

$$U > E_0 + i_{II} | R - k_R | \quad (16)$$

De asemenea pe baza relațiilor 11-15 se pot analiza și cazuri particulare. Astfel VTC cu comutație directă se ia în considerare prin $i_{II}=0$ și $i_I=i_{II}$, iar mașina cu excitație separată prin $E=E_0$ și $K_R=0$.

Pentru puterea recuperată medie se găsește în cazul cel mai general expresia :

$$P_{rec} = \frac{E_0}{T} \int_0^{t_{III}} i_3(t) dt + \left(\frac{K_R - R}{T} \right) \int_0^{t_{III}} i_3^2(t) dt + \frac{L}{2T} (i_{II}^2 - i_0^2) \quad (17)$$

Pe baza acestei relații s-a calculat numeric puterea recuperată cu mașina de excitație serie (fig. 4).

Rezultatele sint exprimate în unități relative prin raportare după cum urmează : curenții la curentul de scurtcircuit al mașinii, tensiunile la tensiunea sursei, puterile la puterea de scurtcircuit, turațiile la turația nominală, timpul la constanta de timp a mașinii.

În urma calculelor efectuate pentru V.T.C. cu comutație directă ($i_{II}=0$) s-a constatat că alura curbelor se păstrează [8].

Pentru cazul mașinii serie se poate trage concluzia că, pentru înlăturarea instabilității la curenți și turații mari, trebuie luate precauții speciale concretizate prin mărirea rezistenței în circuit, mărirea tensiunii de alimentare sau slăbirea de cîmp.

În cazul vehiculelor cu mai multe motoare considerînd condițiile de aderență identice la osiile motoare, puterea recuperată se obține multiplicînd puterea recuperată medie corespunzătoare unui motor cu numărul de motoare ce funcționează în paralel pe același V.T.C.

3.3. Determinarea energiei recuperate prin frinare. Pe baza celor prezentate s-a calculat numeric pentru un vehicul autonom variația puterii medii recuperate la frinare cu decelerare constantă pe o porțiune de palier. Decelerația este stabilită prin valoarea curentului reglat fiind proporțională cu acesta.

În fig. 5 se prezintă rezultatele calculului [8], considerînd valoarea relativă a turației la care începe frinarea 0,8. Se consideră nesemnificativă energia recuperată la $p_{rec} < 0.002$.

Suprafața de sub curbe reprezintă energia recuperată prin frinare.

Energia recuperată astfel calculată trebuie corectată cu randamentul la încărcare a bateriei determinat experimental.

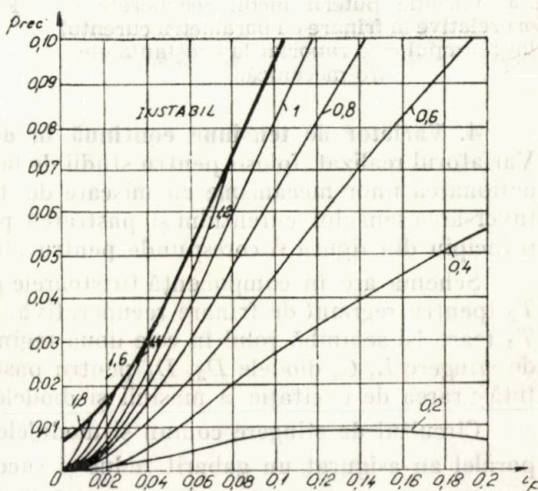


Fig. 4. Caracteristicile puterii medii recuperate în valori relative pentru mașină de c.c. cu excitație serie; parametru turația în valori relative. $\Delta i = 0,005$.

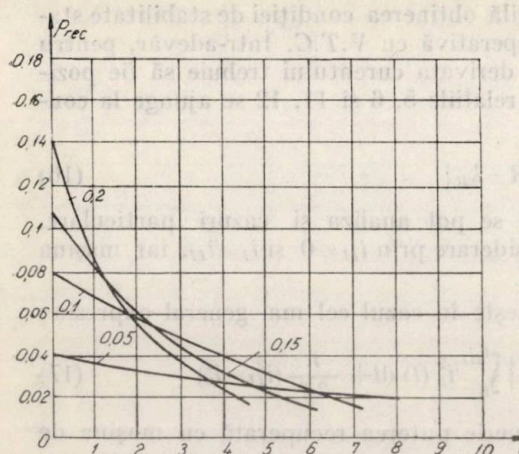


Fig. 5. Variația puterii medii recuperate în valori relative la frinarea cu parametru curentul reglat; timpul este raportat la constanta electro-mecanică.

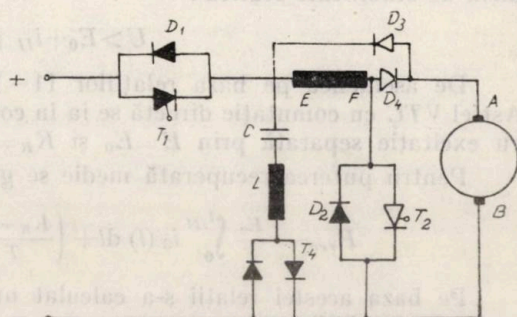


Fig. 6. Schema de principiu a variatorului de tensiune în două cadrane.

4. Variator de tensiune continuă în două cadrane pentru vehicule autonome.

Variatorul realizat, folosit pentru studii de laborator cu aplicații în tracțiune și pentru acționarea unor mecanisme cu mișcare de translație lucrează în două cadrane cu inversarea sensului curentului și păstrarea polarității tensiunii pe indus. Schema de principiu din figura 6 corespunde pentru alimentarea unei mașini de excitație serie.

Schema are în componență tiristoarele principale T_1 (pentru regimul de motor), T_2 (pentru regimul de frinare recuperativă, tiristoarele de stingere și reîncărcare T_3 , T_4 (care își schimbă rolul în cele două regimuri de funcționare a mașinii, circuitul de stingere L , C , diodele D_3 , D_4 pentru păstrarea aceluiași sens pentru curentul din înfășurarea de excitație a mașinii și diodele de nul D_1 și D_2 .

Circuitul de stingere comun și modulele tiristor-diodă și tiristor-tiristor în anti-paralel au asigurat un gabarit redus și succes în exploatare.

Pentru a asigura funcționarea stabilă în cele două regimuri de lucru amintite cît și trecerea sigură dintr-un regim în altul s-a conceput o schemă de comandă (fig. 7) care cuprinde mai multe blocuri distincte și care a fost realizată cu circuite integrate și elemente discrete.

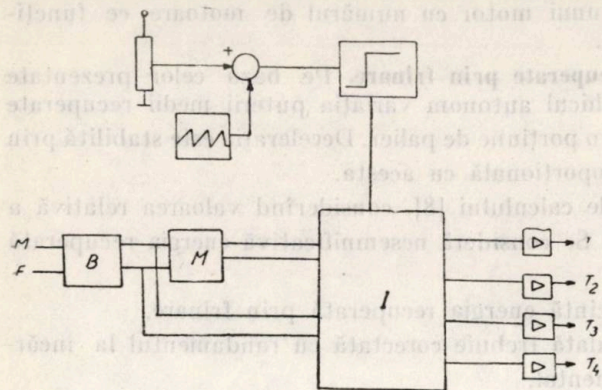


Fig. 7. Schema bloc principală a comenzii variatorului de tensiune continuă în două cadrane.

Pe principiul comparării unei tensiuni liniar variabile cu o tensiune constantă, de precizie se stabilește durata relativă de funcționare a, în cele două regimuri între limitele 0,1—0,95.

Un sistem de porți logice I asigură o distribuție selectivă a impulsurilor la cele patru tiristoare funcție de regimul de lucru (motor sau frână) și tipul tiristorului principal sau de stingere (reîncărcare).

Porțile sînt comandate de la circuitul listabil *B* care, comandat manual, stabilește cele două regimuri de lucru și de la monostabilul *M* care asigură în starea sa de echilibru instabil blocarea impulsurilor pe tiristoarele principale pentru a evita intrarea în conducție a unui tiristor principal pînă ce precedentul nu este blocat.

În acest mod acest variator de tensiune continuă asigură și eliminarea contactoarelor și a numeroaselor defecțiuni legate în exploatare de contactele mecanice supuse la curenți relativ importanți.

5. **Schema pentru vehicul cu alimentare la linia de contact.** Prin funcționarea sa, variatorul de tensiune continuă generează componente alternative de curent în sursa de energie și de tensiune pe mașina de tracțiune. Mărimea elementelor de filtrare și netezire poate fi micșorată substanțial prin utilizarea variatoarelor cu mai multe pulsuri. În fig. 8 se prezintă schema de principiu pentru un vehicul cu alimentare de la linia de contact. Schema conține un variator cu două pulsuri cu circuit de stingere comun. Dezavantajul utilizării unui număr mai mare de tiristoare este în mare parte compensat de faptul că sînt dimensionate pentru jumătate din curentul de

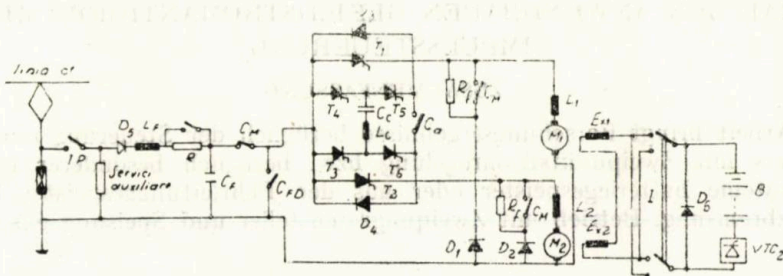


Fig. 8. Schema de principiu pentru un vehicul cu alimentare de la linia de contact.

sarcină respectiv elementele de filtrare și netezire rezultă mai mici datorită efectului favorabil de netezire pe care-l prezintă variatorul cu două pulsuri față de un variator cu un puls echivalent. Dioda D_3 și D_4 montate în antiparalel cu tiristoarele principale T_1 și T_2 permit o funcționare bună a variatorului și la curenți de sarcină mici respectiv a fost eliminat vârful de supratensiune din tensiunea de la ieșirea variatorului de tensiune continuă, supratensiune datorată comutației indirecte alese.

Mașinile de tracțiune, sînt de tipul cu excitație separată, inductivitățile L_1 și L_2 servind la netezirea curenților rotorici. Înfășurările de excitație sînt înseriate și alimentate de la o sursă separată prin intermediul variatorului V.T.C.₂ fiind posibilă o funcționare cu excitație plină sau cu slăbire de cîmp. Schema permite o frînare electrică reostatică pentru care sînt prevăzute rezistențele de frînare R_f . Aceste rezistențe sînt scurtcircuitate de contactorii C_M în timpul regimului de tracțiune. La trecerea de la regimul de tracțiune la cel de frînare reostatică se comandă blocarea variatorului și după anularea curentului rotorici se realizează schimbarea

sensului curentului prin excitație cu ajutorul inversorului I și se comandă deschiderea contactoarelor C_M respectiv închiderea lui C_{FD} .

Contactorul C_a permite funcționarea vehicolului cu o singură mașină de tracțiune după ce a fost decuplată cea defectă.

BIBLIOGRAFIE

- [1] D. Popovici, P. Scăreanu — Stabilirea parametrilor comenzii variatorului de tensiune continuă la alimentarea unei mașini de curent continuu. Bul. științific și tehnic al IPT Fascicola 1977—1.
- [2] Meyer M. — Mutatoare cu comutație forțată. București, Editura tehnică, 1970.
- [3] Heumann K., Stumpe A. — Thyristoren. Eigenschaften und Anwendungen. Stuttgart, B. 6 Teubner, 1969.
- [4] Kahlen H., Weigel W. — Vergleichende Messungen an Verschiedenen Elektroantrieben für einen Versuchs-Personen Kraftwagen. In : ETZ-A, vol. 94, nr. 11, 1973, p. 646—653.
- [5] Bader C., Plust H. Elektrische Antriebe für Strassenfahrzeuge, Entwicklungsstand und aktuelle Probleme. In : ETZ-A, vol. 94, nr. 11, 1973, p. 643—645.
- [6] Wasserab T. — Über den energetischen Wirkungsgrad von elektrischen Antrieben. In : Elektrotechnik und Maschinenbau. Vol. 89, nr. 7, 1972, p. 275—283.
- [7] Văzdăuțeanu V. — Tracțiune electrică. Timișoara, Litografia I.P.T. 1968.
- [8] Popovici D. — Referat în cadrul pregătirii pentru doctorat. I.P.T., 1976.
- [9] Dancea I. — Programarea calculatoarelor numerice. Cluj. Editura Dacia, 1973.

UNTERSUCHUNGEN BEZÜGLICH DES IM ELEKTRISCHEN TRAKTION ANWENDBAREN GLEICHSTROMANTRIEBS MIT IMPULSSTEUERUNG

ZUSAMMENFASSUNG

Die Arbeit bringt Forschungsergebnisse bezüglich der Steuerung eines Gleichstromstellers mit Zweipunktstromregelung bzw. bezüglich besonderer Fragen der Antriebssysteme batteriegespeister oder aus der Fahrleitung gespeister Fahrzeuge wie : Nutzbremmung, Betrieb mit Zweiquagratensteller und Speisung aus der Fahrleitung.

UTILIZAREA VARIATORULUI DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ PENTRU COMANDA MOTOARELOR LINIARE DE ACȚIONARE A PODURILOR RULANTE

DE

D. POPOVICI, P. SCAREANU, E. SERACIN

1. Introducere. În lucrare se urmărește expunerea posibilităților ce le au variatoarele de tensiune alternativă cu tiristoare în cazul alimentării motoarelor liniare în scopul realizării cerințelor impuse acționării podurilor rulante :

- viteze de translație mici (10–30 m/min pentru cărucior)
- viteze de translație medii (40–100 m/min pt. pod)
- modificarea vitezei, stabilitate și îmbunătățirea parametrilor energetici.

În acest scop s-a realizat și încercat un variator de tensiune cu tiristoare la Catedra de Utilizări și Mașini electrice de la Facultatea de Electrotehnică din Timișoara, unde se fac cercetări privind aplicarea mașinii liniare în transporturi și industrie în cadrul unui contract cu ICPEP Craiova.

2. Metode de modificare a caracteristicilor mecanice ale motorului liniar. În [1] se arată motivele constructive care limitează inferior viteza sincronă a motoarelor asincrone la 4 m/sec la frecvența de 50 Hz. Cum vitezele de translație la mașinile de ridicat sînt pînă la cel mult 2 m/sec se pune problema limitării vitezei de translație într-o plajă de valori de 0,4–2 m/sec.

Posibilitățile de obținere a vitezelor reduse pentru motoarele liniare asincrone sînt :

- limitarea vitezei influențînd caracteristica mecanică a motorului liniar ;
- limitarea vitezei modificînd forțele ce se opun mișcării.

Prima posibilitate de obținere a vitezelor reduse se poate realiza fie menținînd viteza sincronă constantă, fie modificînd viteza sincronă.

Metoda de schimbare a vitezei menținînd viteza sincronă constantă se poate realiza modificînd tensiunea de alimentare :

- prin modificarea conexiunii stea-triunghi prin care, se pot obține două caracteristici mecanice forță funcție de viteză ;

- prin introducerea de rezistențe în serie cu inductorul ; metoda comportă însă pierderi suplimentare în rezistențe ;

- utilizarea autotransformatoarelor reglabile sau a variatoarelor de tensiune alternativă constituite din elemente semiconductoare (tiristoare, diode) obținîndu-se o funcționare fără pierderi ; variatoarele de tensiune alternativă cu tiristoare se aplică cu rezultate bune de cîțiva ani la motoarele asincrone rotative [3] ;

- alimentarea prin impulsuri. În acest caz limitarea vitezei este realizată utilizînd un traductor de viteză care determină întreruperea respectiv restabilirea alimentării statorice la atingerea unor valori impuse. Variațiile de viteză nu sînt sesizate datorită inerției mașinii de ridicat. Dispozitivul se realizează după scheme principale ca și variatoarele de tensiune alternativă, diferind doar partea electronică de comandă.

Micșorarea vitezei sincrone se poate realiza prin modificarea frecvenței de alimentare cu ajutorul unor sisteme pe bază de convertizoare directe sau indirecte de frecvență, dispozitive complicate și scumpe care nu își justifică folosirea la mașinile de ridicat ci la vehicule de mare viteză și capacitare acționate cu motor liniar.

Limitarea vitezei prin modificarea forțelor ce se opun mișcării constă în adăugarea unui efort rezistent suplimentar. Acest efort rezistent suplimentar se obține prin utilizarea unor frâne cu curenți Foucault.

3. Variatoare de tensiune alternativă cu tiristoare. Pentru limitarea vitezei motorului liniar se pot folosi scheme de variatoare trifazate sau monofazate cu rea-

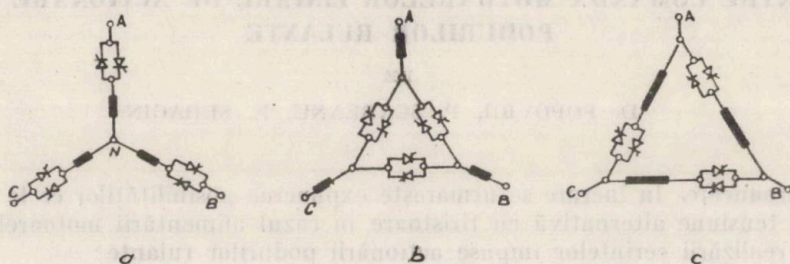


Fig. 1. Schema de conexiuni pentru variator și fazele motorului liniar: a) motor Y, variator; b) motor Y, variator Δ ; c) motor Δ , variator Δ .

lizarea elementului de comandă simetrică pe fază (tiristor-tiristor) sau asimetrică (tiristor-diodă). Variatoarele trifazate simetrice care intră în discuție sînt prezentate în fig. 1.

Gruparea astfel efectuată poate fi extinsă și la alte conexiuni. Astfel, ca o variantă a circuitului din fig. 1 a a motorului liniar conectat în Δ presupune o simplă transformare Y, Δ a parametrilor mașinii cu posibilitatea circulației armonicii de ordinul 3 dacă nu afectează variatorul de tensiune alternativă. La fel funcționarea motorului după fig. 1 a cu nulul legat la nulul rețelei se obține ușor prin transformarea Δ , Y a circuitului din fig. 1 c și considerarea curentului de circulație dat de armonica de ordinul 3 în conductorul de nul.

O serie de lucrări în domeniul variatoarelor de tensiune alternativă [2, 3, 4, 5] abordează probleme legate de variația curentului și a tensiunii la alimentarea motorului asincron. În linii mari concluziile rămîn valabile și pentru motorul liniar. Dacă se comandă tiristoarele fără nici o întârziere curenții prin motor sînt sinusoidali pentru toate cele trei cazurile din fig. 1 fără luarea în considerare a saturației.

Pentru circuitele din fig. 1 a și 1 c curentul prin fiecare tiristor este în acest caz o semialternanță diferind doar prin raportul $\sqrt{3}$. Curentul prin tiristoarele circuitului din fig. 1 b este nesinusoidal chiar la comanda completă a tiristoarelor datorită unui curent de circulație datorat armonicii de ordinul 3, care se închide în Δ , ceea ce face ca durata maximă de conducție la schema din fig. 1 b să fie numai 120° [2]. Valoarea medie a curentului prin tiristor este redusă dar valoarea efectivă este ușor mărită față de situația din fig. 1 c.

Situația valorilor curenților în cele trei scheme pentru conducție totală a tiristoarelor se prezintă mai jos în valori raportate la valorile de vîrf din fig. 1 c.

Tensiunea de vîrf pe tiristor fiind aceeași pentru schemele din fig. 1 b și 1 c tiristoarele se pot alege la fel pentru cele două scheme. Schema din fig. 1 b poate fi preferată față de cea din fig. 1 c sau nu după cum se aleg tiristoare care au temperatură joncțiunii mai „sensibilă“ la un curent mediu mai redus sau la valori efective și de vîrf mai mari.

Alegerea tiristoarelor pentru circuitul din fig. 1 a se poate face în principiu la fel ca la circuitul din fig. 1 c dacă se recurge la transformarea Y/ Δ prin care tensiunea

de vîrf pe tiristoare este redusă cu $\sqrt{3}$. Totuși practic nu se poate proceda la fel datorită modului de așezare a variatorului din fig. 1 a. Astfel, poate să existe un interval de timp în care nici un tiristor de pe faza a nu conduce în timp ce fazele b și c

Figura	Conexiunea motorului	Conexiunea tiristoarelor	Unghiul de conducție	Curentul prin tiristoare			Valoarea inițială pt. $\frac{d}{dt}$	Tensiunea de vîrf pe tiristor	
				Valoarea de vîrf	Valoarea efectivă	Valoarea medie		Situația normală	Avarie
1a	Y	Y	180°	$\sqrt{3}=1,732$	$\frac{\sqrt{3}}{2}=0,866$	$\frac{\sqrt{3}}{\pi}=0,552$	$\sqrt{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1
1b	Y	Δ	120°	$\frac{2}{3}$	$\sqrt{\frac{13\sqrt{3}}{28}}=0,541$	$\frac{\sqrt{3}}{2\pi}=0,276$	$\sqrt{3}$	1	1
1c	Δ	Δ	180°	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{\pi}=0,213$	1	1	1

sînt alimentate. În momentul pornirii, la viteză nulă potențialul punctului N și al înfășurării A vor fi la valoarea medie a potențialelor punctelor de B și C. Valoarea maximă a tensiunii între A și N este în acest caz de $\sqrt{3}/2$ ori valoarea de vîrf a tensiunii de linie dacă potențialele lui B și C sînt egale. În condiții anormale de funcționare tensiunea pe tiristoarele din fig. 1 a poate fi mai mare pînă la valoarea de vîrf a tensiunii de linie. Dacă apare o intrare în conducție accidentală a unui tiristor de pe o fază, întreaga tensiune de linie trebuie să fie suportată de tiristoarele de pe celelalte două faze. Cum tiristoarele pentru schema din fig. 1. a trebuie să reziste în astfel de condiții, tiristoarele trebuie alese pentru o putere (curent-tensiune) de $\sqrt{3}$ ori mai mare decît în fig. 1. c.

Ca dezavantaj al variatorului din fig. 1. a trebuie menționat și faptul că pentru a stabili un circuit între două linii de alimentare trebuie să fie în conducție simultan două tiristoare. De aceea este necesar să se dea impulsuri defazate cu 60° [2] sau impulsuri lungi [5]. Pentru tiristoarele din fig. 1. b și 1. c sînt suficiente impulsuri scurte pe poartă. Tiristoarele sînt parțial protejate de către motor la schema din fig. 1. b. Pentru circuitul din fig. 1. a tiristoarele sînt supuse eventualelor solicitări provenite din linia de alimentare. Dacă se schimbă poziția tiristoarelor și a înfășurării statorice a motorului din fig. 1. a circuitul devine similar cu cel din fig. 1. b sub aspectul solicitărilor. În circuitul din fig. 1. c atît motorul, cît și tiristoarele trebuie să suporte tensiuni tranzitorii ce pot apare pe linia de alimentare. Din acest punct de vedere circuitul din fig. 1. c are un dezavantaj față de celelalte.

În fig. 2 este prezentată schema bloc a comenzii variatorului realizat la catedra de utilizări și mașini electrice pentru comanda motoarelor liniare de acționare a mecanismelor de translație pentru grinzile rulante.

Schema de comandă lucrează pe principiul comparației, realizat cu ajutorul generatorului de tensiune liniar variabilă 2, declanșat de tensiunile de sincronizare ale rețelei, obținute de la transformatoarele de sincronizare și tensiunea de prescriere obținută de la sursa 6. Se declanșează apoi astabilele 4 care produc trenuri de impulsuri sincronizate cu fazele, impulsuri ce sînt amplificate în blocurile 5 și se aplică pe porțile tiristoarelor.

Variatorul de tensiune alternativă a fost realizat în variantă modulară, putîndu-se realiza oricare din schemele din fig. 1 (comanda permițînd aceasta prin simpla modificare a conexiunii transformatoarelor de sincronizare), cu componente

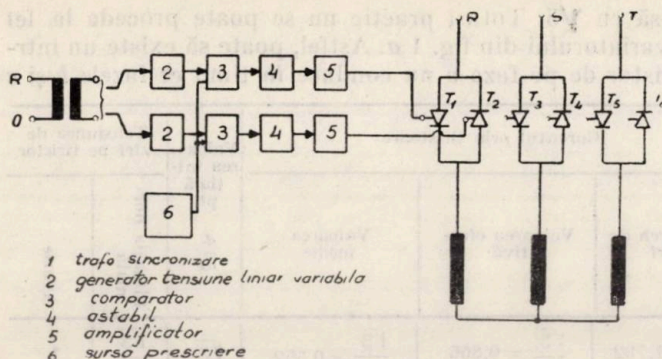


Fig. 2. Schema bloc a comenzii variatorului de tensiune alternativă.

4. **Concluzii.** În urma experimentărilor făcute s-a verificat buna funcționare a variatorului și a blocului său de comandă urmînd ca variatorul să fie montat pe o grindă rulantă acționată cu motor liniar de la Catedra de Utilizări și mașini.

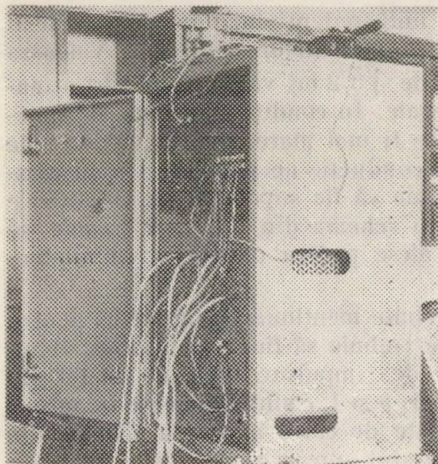


Fig. 3. Variatorul de tensiune alternativă realizat.

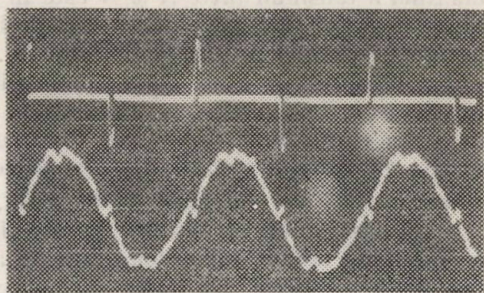


Fig. 4. Oscilograma tensiunii și a curentului (baza de timp 5 ms/cm, sus — U — 100 V/cm, I — 10 A/cm).

BIBLIOGRAFIE

- [1] * * * Protocol : Aplicarea motorului liniar la unele sisteme de transport, 1974—1977.
- [2] W. Mc. Murway — A comparative study of symmetrical three phase circuits for phase controlled AC motor drives. I.E.E. Transaction on IGA nr. 3, 1974.
- [3] A. Meistel ș.a. — Kompletniie tiristoriile ustroistva dlia upravlenia asinhronimi elektroprivodami. Iz. Energhia 1971.
- [4] R. Gerasimiak, H. To mmak — Asinhromii nesimetricinii elektroprivod s tiristorami. Elektritsstvo, nr. 4, 1971.
- [5] V. Grebeniiov, A. Leniiov — Shemi upravlenia simetricinim tiristoram tepi pere-menovo. IVUZ Elektromekhanika nr. 5/1969.

A THYRISTOR CONTROLLER FOR FEEDING THE TRANSLATION UNIT'S LINEAR MOTOR FOR ELECTRIC DRIVEN CRANES

ABSTRACT

In the paper are shown solutions for feeding, with a thyristor controller, the translation unit's linear motor for electric driven cranes.

UTILIZAREA OSCILOPERTURBOGRAFULUI S-41 N PENTRU VERIFICAREA PROTECȚIILOR DE DISTANȚĂ

DE

I. BESOIU, P. GHEJU

1. Introducere. În condițiile creșterii pretențiilor privind protecția și automatizarea instalațiilor electroenergetice, verificarea protecțiilor de distanță dobândește o importanță sporită. Verificările care se efectuează în prezent (la punere în funcțiune, revizii, reparații, modificări în schemele de circuite secundare, funcționări incorecte) sînt, de regulă, verificări de ansamblu care prezintă următoarele dezavantaje :

- nu se poate urmări într-un mod unitar corelarea funcțională în timp a elementelor componente ale protecției de distanță ;
- se depistează greoi unele cauze intime ale funcționărilor eronate ;
- timpul afectat verificărilor este relativ mare.

Metoda de verificare propusă permite eliminarea acestor dezavantaje.

2. Metoda propusă. În prezent, în stațiile de conexiuni și transformare se prevăd osciloperturbografe care sînt utilizate pentru analiza perturbațiilor apărute în rețea și a modului cum acestea sînt lichidate de protecție [1]. Metoda propusă pre-

Tabelul 1

Tipul elementului înregistrator	Nr. elemente	Mărimi nominale de intrare la elementele înregistratoare				Timp de memorare anterior declanșării	Timp de răspuns la U_n	Viteza de derulare a hîrtiei
		direct		Cu transf. de adaptare și rezistențe adiționale				
		U_n V	I_n A	U_n V	I_n A			
						s	ms	cm/s
Oscilografic	8	60 cc	0,03	maxim 200 c.a	maxim 80			
t o p	14	24 cc 48 cc 120 cc	0,1 0,05 0,02	 220 c.c.	 0,01	0,5	10	14

conizează utilizarea osciloperturbografelor existente într-o stație și pentru verificarea protecțiilor de distanță din stația respectivă. Se propune utilizarea osciloperturbografului tip S-41 N deoarece acest tip este prevăzut în prezent pentru marea majoritate a stațiilor din țara noastră. Caracteristicile principale sînt prezentate în tabelul 1 [2].

Semnificația mărimilor care trebuie aplicate la osciloperturbograf	Cod circuit (3)	Racordarea la osciloperturbograful S41N	
		Nr. bornă	elem. înregi.
Curenții din circuitele protecție de distanță : I_r	R 123	3	P2
	R 124	4	
	S 123	5	P3
	S 124	6	
	T 123	7	P4
	T 124	8	
Tensiunile de la protecția de distanță : U_r	R 213	37	P5
	N 201	38	
	S 213	39	P6
	N 201	40	
	T 213	41	P7
	N 201	42	
Impulsuri care indică funcționarea elementelor :	pornire faza R	871	2D
	pornire faza S	872	3D
	pornire faza T	873	4D
	pornire homopolar	877*	2G
	direcțional	878*	3G
	blocaj pendulări	879*	4G
	timp-pornire	881*	5G
	timp-treapta II	882*	5D
	timp-treapta III	883*	6G
	timp-treapta IV	884*	6D
	măsură Z	886*	7G
	comandă declanșare	890*	7D
Minus din schema de protecție	corelare cu RAR	891*	8G
	2	17-29	—
Pornirea înregistrării	MR-1	MR-1	—
	MR-2	MR-2	—

* Coduri propuse pentru circuitele noi

Considerăm că, pentru a efectua verificarea concludentă a unei protecții de distanță, trebuie aplicate la osciloperturbograf mărimile prezentate în tabelul 2.

Repartizarea mărimilor pe elementele înregistratoare (tabelul 2) s-a conceput în funcție de așezarea în spațiu a acestor elemente, pentru optimizarea interpretării oscilogramelor. S-au conceput modificările care trebuie efectuate în schemele actuale astfel încât verificările să se realizeze în următoarele condiții :

- celula la care se verifică protecția de distanță este scoasă din funcțiune în timpul verificărilor ;
- osciloperturbograful utilizat nu-și îndeplinește funcțiunea normală [1] în timpul verificărilor ;
- curenții și tensiunile alternative utilizate pentru verificări se aplică de la truse de încercat rele, prin blocuri de încercare, simultan la protecția de distanță și la osciloperturbograf ;
- operațiile de pregătire, verificare și revenire nu permit rămânerea în gol a transformatoarelor de curent, nu permit punerea în paralel sau în scurtcircuit a

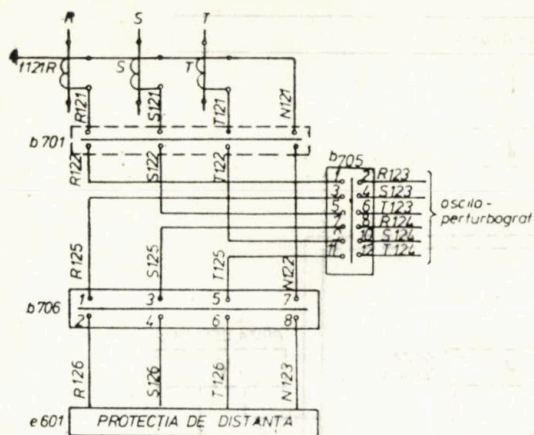


Fig. 1. Modificări în circuitele de curent alternativ ale celei „n” (— elemente și circuite noi).

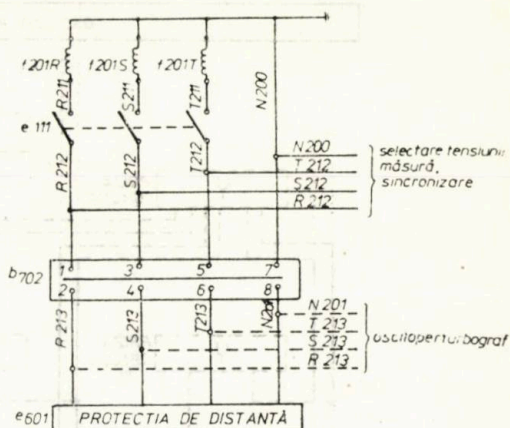


Fig. 2. Modificări în circuitele de tensiune alternativă ale celei „n” (— elemente și circuite noi).

transformatoarelor de tensiune și nu afectează celulele din stație care sînt în funcțiune.

Conceperea noilor conexiuni se face în ipoteza că, indiferent de numărul osciloperturbografelor existente în stație, de la fiecare celulă care conține protecție de distanță sînt prevăzute legături la un osciloperturbograf pentru îndeplinirea funcției normale a acestuia [1].

Modificările în circuitele de curent alternativ (fig. 1), de tensiune alternativă (fig. 2) și de curent continuu (fig. 3) trebuie însoțite de completarea corespunzătoare a șirurilor de cleme în panoul (stelajul) de protecție al fiecărei celele și în panoul (stelajul) fiecărui osciloperturbograf. Între șirurile de cleme ale celor două locuri de amplasare se va prevedea un cablu separat pentru circuitele de tensiune alternativă (R 213, S 213, T 213, N 201) și se va alege un cablu cu număr suficient de conductoare pentru circuitele de curent continuu (2, MR-1, MR-2, 871—891).

În circuitele din panoul (stelajul) fiecărui osciloperturbograf se vor prevedea conectoare „fișe-priză” cu 30 de circuite (fig. 4), pentru a realiza simplu și singur

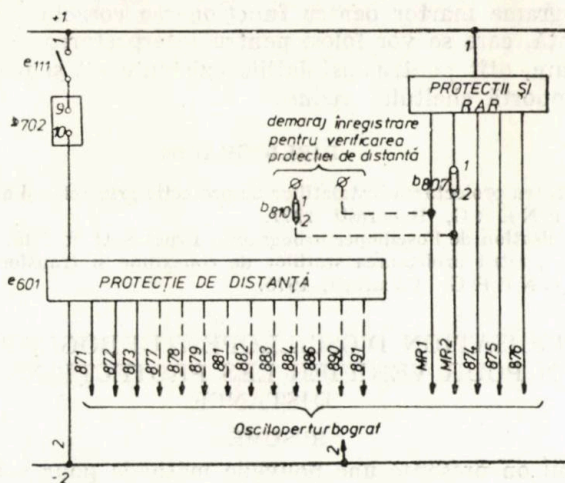


Fig. 3. Modificări în circuitele de c.c. ale celei „n” (— elemente și circuite noi).

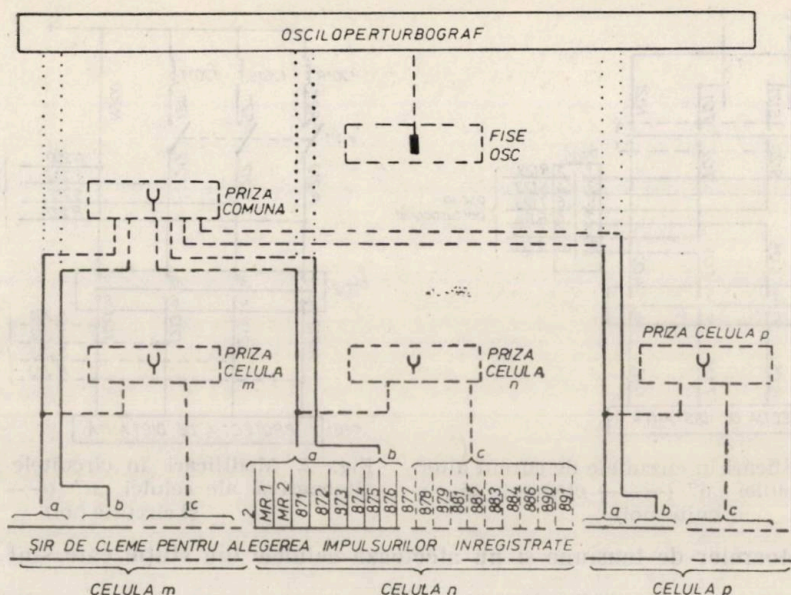


Fig. 4.5. Schema bloc a conexiunilor din circuitele de c.c. aferente unui osciloperturbograf (— elemente și circuite existente care se păstrează ; — elemente și circuite noi ; . . . circuite care se desființează).

conectarea circuitelor de c.c. din „șirul de cleme pentru selecționarea impulsurilor înregistrate“, fie pentru îndeplinirea funcției normale [1], fie pentru verificarea unei protecții de distanță (conform conexiunilor din tabelul 2). Modificările în circuitele de curent alternativ și de tensiune alternativă din stelajul osciloperturbografului pot fi efectuate, pentru fiecare verificare, în „șirul de cleme pentru selecționarea mărimilor oscilografiate“ (conform conexiunilor din tabelul 2), asigurând funcționarea normală a altor celule cu ajutorul blocurilor de încercare.

3. **Concluzii.** Metoda propusă asigură creșterea complexității și calității verificării protecțiilor de distanță concomitent cu reducerea timpului afectat verificării și cu creșterea gradului de utilizare a osciloperturbografelor existente în stații. Se pot elabora oscilograme martor pentru funcționarea corectă a diferitelor tipuri de protecții de distanță, care se vor folosi pentru interpretarea rezultatelor verificării. Modificările necesare, atât pentru instalațiile existente cât și pentru instalațiile noi, sînt simple și comportă cheltuieli reduse.

BIBLIOGRAFIE

- [1] * * * Normativ pentru proiectarea instalațiilor de protecție prin rele și automatizare. PE 501/77. ICEMENERG, București, 1977.
- [2] * * * Notice d'utilisation de l'osciloperturbographe Types S 41 et S 48. Thomson — CSF, Paris.
- [3] * * * Instrucțiuni pentru proiectarea stațiilor de conexiune și transformare. PE 111/75. ICEMENERG, București, 1975.

L'UTILISATION D'OSCILOPERTURBOGRAPHE S-41 N POUR VERIFIER LES PROTECTIONS DE DISTANCE

RÉSUMÉ

Dans le travail on présente une nouvelle méthode pour vérifier les protections de distance, utilisant un osciloperturbographe type S-41 N qu'on trouve déjà en service dans les stations électriques.

APLICAREA SOLUȚIEI TRATĂRII NEUTRULUI PRIN REZISTOR DE LIMITARE ÎN STAȚIA DE 110/10 kV „VICTORIA“ TIMIȘOARA

DE

M. NEMEȘ, CORNELIA IVAȘCU, C. VELICESCU, I. TOPÎRCEANU

1. Introducere. Tratarea neutrului rețelelor de medie tensiune în cablu pentru zona deservită de I.R.E. Timișoara, se face cu ajutorul bobinelor de stingere, soluție utilizată de altfel în toată țara. În urma extinderii lungimii liniilor îndeosebi cu cabluri cu izolație de PVC, serviciul bobinelor de stingere a devenit inefficient în majoritatea cazurilor. Curentul rezidual depășește în general 10 A, arcul nu se stinge natural, apărind duble puneri la pământ sau scurtcircuite polifazate. Distrugerile materiale cauzate de extinderea avariilor sînt mari și afectează nu numai linia ci și aparatajul din stație. Explicația extinderii avariilor și la aparatele din celulele de medie tensiune ale altor plecări este legată de supratensiunile interne ce apar la o punere la pământ prin arc intermitent.

Modificarea modului de tratare a neutrului a devenit un imperativ de urgență. Soluția tratării prin rezistor de limitare s-a impus datorită următoarelor avantaje față de cea prin bobină de stingere [1]:

a) independență totală față de lungimea liniilor racordate pe barele de medie tensiune ale stației;

b) reducerea nivelului supratensiunilor la o punere la pământ a unei faze (scurtcircuit monofazat în cazul rezistorului), cu consecințe favorabile asupra fiabilității rețelei, creșterii duratei de viață a elementelor rețelei și reducerii daunelor provocate consumatorilor datorită întreruperii alimentării cu energie electrică;

c) costul investiției substanțial redus,

d) exploatarea și întreținerea foarte simple.

Aplicarea soluției tratării neutrului prin rezistor de limitare s-a efectuat în trim. IV. 1977, în stația de 110/10 kV „Victoria“ Timișoara confirmînd anticipările în ceea ce privește comportarea rețelei în exploatare.

În lucrare, autorii intenționează să prezinte trei probleme importante legate de tratarea neutrului prin rezistor: analiza comparativă a supratensiunilor interne cauzate de o punere la pământ (scurtcircuit monofazat) pentru neutrul legat la pământ prin impedanță nulă, izolat, tratat cu bobină de stingere și tratat prin rezistor de limitare; soluția nouă a protecției din stație; analiza succintă a comportării în exploatare pentru primele 6 luni de funcționare.

2. Analiza supratensiunilor interne cauzate de o punere la pământ (scurtcircuit monofazat). Analiza s-a efectuat cu ajutorul analizatorului tranzitoriu de rețea (ATR) [2]. Schema electrică a montajului cu care s-au efectuat măsurătorile este prezentată în figura 1.

S-a modelat o singură linie cu parametrii unui cablu de 10 kV, cu secțiunea de 150 mm² cu sarcină la capăt. Simularea punerii la pământ (scurtcircuitului monofazat) s-a realizat printr-un contact al ATR la mijlocul liniei și la sfîrșitul acesteia,

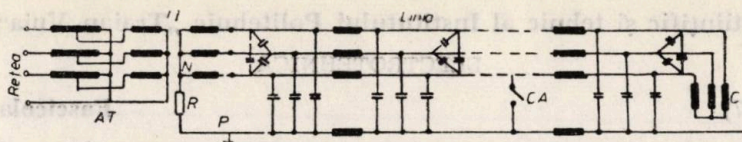


Fig.1. Schema trifazată a montajului pentru experiment :
 AT — autotransformator; TI — transformator de izolare; C — consumator;
 CA — contact analizor tranzitoriu de rețea (ATR).

pentru neutru legat la pământ, izolat, tratat cu bobină de stingere acordată la rezonanță și tratat cu rezistor de limitare în trei situații ale sarcinii : sarcină inductivă (200 A) în linia naturală, sarcină rezistivă (200 A) și mers în gol.

Valoarea rezistenței de limitare s-a stabilit astfel încît curentul maxim de scurtcircuit monofazat să fie egal cu de trei ori curentul de sarcină (600 A în rețeaua naturală). La nivelul modelului curentul de sarcină a fost de 50 mA, iar curentul de scurtcircuit limitat de rezistor — 150 mA. Atît pentru avaria la mijlocul liniei cît și pentru cea de la sfîrșit, momentul apariției acesteia s-a modificat funcție de o origine considerată la trecerea prin zero a tensiunii fazei avariate de la valori negative la valori pozitive, pentru următoarele unghiuri : 0, $\pi/6$, $\pi/3$, $\pi/2$, $2\pi/3$, $5\pi/6$. Pentru fiecare situație s-au oscilografiat tensiunile de fază atît la mijlocul liniei cît și la sfîrșitul acesteia. Totalul informațiilor prelevate rezultă : 2 puncte de avarie $\times$ $\times$ 4 modalități de tratare a neutrlui $\times$ 3 regimuri de sarcină $\times$ 6 momente ale producerii avariei $\times$ 6 tensiuni înregistrate = 864 măsurători.

Ceea ce s-a urmărit a fost factorul de supratensiune (FS) definit ca raport între valoarea maximă a supratensiunii și valoarea maximă a tensiunii de serviciu în punctul respectiv de măsură :

$$FS = \frac{U_{max}}{\sqrt{2} U}$$

Cantitatea mare de informații a fost prelucrată statistic și prezentată în fig 2 și 3. Valorile extreme ale FS din fig. 2, detaliază influența caracterului sarcinii funcție de modul de tratare a neutrlui. Pentru fiecare mod de tratare a neutrlui s-a

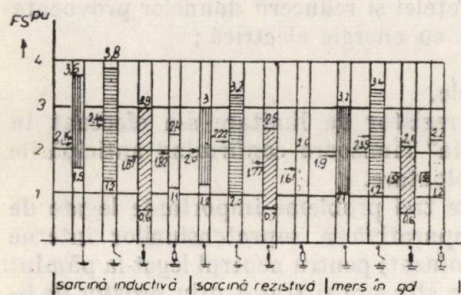
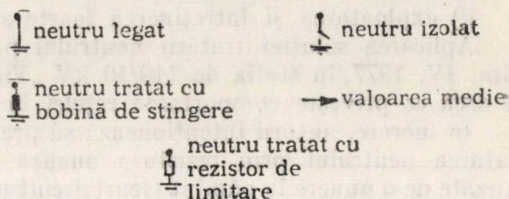


Fig. 2. Statistica rezultatelor obținute :



reprezentat funcția de repartiție a FS în coordonate probabilistice normale (fig. 3). Reprezentarea din fig. 3 aduce precizări suplimentare față de cea din fig. 2. S-a preferat o detaliere de prezentare funcție de regimul de sarcină : în fig. 3. a, au fost reunite datele pentru regimul de sarcină inductivă și rezistivă (576 date), iar în fig. 3. b, cele pentru regimul de mers în gol (288 date). Esențial, din punctul de vedere al practicii exploatării este regimul de sarcină. Din fig. 3. a, se observă că există un risc de 30% pentru ca în toate situațiile de tratare a neutrlui, FS să depășească

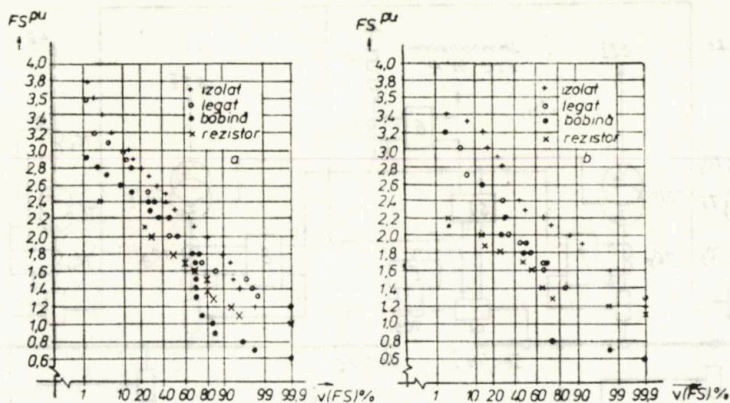


Fig. 3. Distribuția factorului de supratensiune în coordonate probabilistice normale :

a) regim de sarcină; b) regim de mers în gol.

valoarea 2; pentru neutrul tratat cu rezistor și risc de 30%, $FS=2$; pentru tratare cu bobină de stingere, același risc, $FS=2,3$; pentru neutrul legat la pământ, $FS=2,5$ iar pentru neutrul izolat, $FS=2,7$.

Analiza rezultatelor obținute conduce la următoarele concluzii importante :

- indiferent de regimul de funcționare anterior avariei, nivelul solicitărilor este maxim pentru situația neutrului izolat, descrescând în ordine pentru neutrul legat la pământ, tratat cu bobină de stingere și respectiv rezistor de limitare;

- superioritatea rezistorului de limitare este evidențiată pregnant de repartitia factorului de supratensiune : la valori peste 1,5 rezistorul reduce mult nivelul solicitărilor datorită caracterului său puternic diseminativ.

3. **Schema protecției propuse.** Înlocuirea bobinei de stingere prin rezistor de limitare a transformat punerea la pământ în scurtcircuit monofazat, fapt care a impus introducerea unor protecții de tip homopolar. Protecțiile existente, împotriva scurtcircuitelor $2F$ și $3F$ s-au menținut intacte. Schema bloc a protecției propuse este prezentată în figura 4.

Funcțiile protecțiilor de bază și rezervă, pentru diferite puncte posibile de scurtcircuit monofazat, sînt date în tabelul 1, în care s-a notat printr-un asterisc, intervenția protecției de bază iar prin două asteriscuri, cea a protecției de rezervă. Se prezintă de asemenea timpii de acționare a întrerupătoarelor care primesc impulsurile de deconectare, timpii rezultați în urma coordonării generale a protecțiilor.

Protecția de rezervă pentru scurtcircuitul monofazat pe bare este o protecție de tensiune homopolară reglată la 1,7 s, o treaptă peste timpul reglat al protecției de bază.

Avantajele schemei de protecție propuse sînt următoarele :

- universalitate pentru toate stațiile cu un singur sistem de bare de 10 kV, secționat longitudinal,

- utilizează elementele existente ale circuitelor secundare proiectate pentru tratarea cu bobină de stingere,

- investițiile suplimentare sînt reduse : sînt necesare numai releee homopolare de curent și releee de timp,

- robustețe și fiabilitate ridicată,

- reglare și exploatare foarte ușoară ; toate reglajele pentru releeele homopolare de curent sînt identice : 92,5 A,

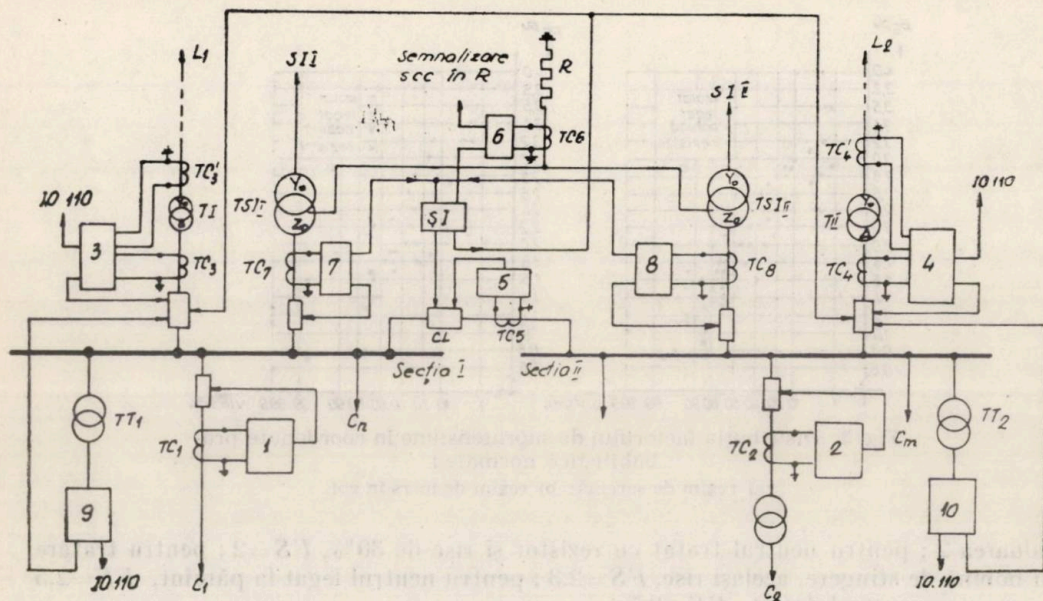


Fig. 4. Schema bloc a protecției propuse pentru stația Victoria Timișoara :

TI, TII — transformator din stație; TSI, I, II — transformator de servicii interne; C₁, C₃, C₄, C₅ — pelcări în cablu; L₁, L₂ — pelcări în LEA; R — rezistor de limitare; CL — cupla longitudinală; TC — transformator de curent; TT — transformator de tensiune; 1, 2 — prot. max. de crt. temp. și prot. max. de crt. homop. temp. a plecării; 3, 4 — prot. completă a transformatorului de 110/10 kV; 5 — prot. max. de crt. temp. acupiei; 6 — protecția maximală de curent de pe rezistor; 7, 8 — prot. max. de crt. temporizată, prot. de gaze și prot. max. de crt. SI — circuit de coincidență; 9, 10 — prot. de tensiune de la capătul liniei de 110 kV (din stația Moșnița); homop. temp. a trafo de SI; 10 110 — intrerupătorul de secvență homopolară temporizată.

Tabelul 1

Funcțiile protecțiilor de bază și rezervă

Locul sec. F N	Cupla longitudinală închisă						
	I_{PI}	I_{PII}	$I_{TSI I}$	$I_{TSI II}$	I_{CL}	$I_{T I}$	$I_{T II}$
Plecarea secția I	*				**	**	
	0,2s				0,7s	1,2s	
Plecarea secția II		*			**		**
		0,2s			0,7s		1,2s
TSI I			*		**	**	
			0,2s		0,7s	1,2s	
TSI II				*	**		**
				0,2s	0,7s		1,2s
Bara I					*	*	
					0,7s	1,2s	
Bara II					*		*
					0,7s		1,2s

- I_{PI} — întrerupătorul unei plecări racordate la secția de bare I
- I_{PII} — întrerupătorul unei plecări racordate la secția de bare II
- $I_{TSI I}$ — întrerupătorul TSI , bara I
- $I_{TSI II}$ — întrerupătorul TSI , bara II
- I_{CL} — întrerupătorul cuplei longitudinale
- $I_{T I}$ — întrerupătorul transformatorului de putere, bara I
- $I_{T II}$ — întrerupătorul transformatorului de putere, bara II .

- independența totală față de configurația rețelei,
- sensibilitate de 3–4 ori mai mare decât cea impusă de norme.

Ca dezavantaj, temporizarea de 1,2 s pentru întrerupătoarele transformatoarelor de putere, rezultată din motive de selectivitate. Trebuie specificat faptul că acest dezavantaj este minor deoarece, temporizarea protecțiilor destinate scurtcircuitelor 2 F și 3 F este de 1,5 s pentru curenți de scurtcircuit mult mai mari. Curentul maxim de scurtcircuit monofazat (600 A) este mai mic decât cel mai mic curent nominal al întrerupătoarelor (630 A).

4. Comportarea în exploatare. La punerea în funcțiune a rezistorului de limitare în stația „Victoria”, s-au efectuat încercări complexe care au urmărit comportarea rezistorului și a protecțiilor pentru regimurile importante de avarie. S-au efectuat șapte scurtcircuite monofazate metalice (pe bare, în posturi de transformare alimentate prin cablu cu izolație din hîrtie și manta de plumb respectiv cu izolație PVC și bandă de Cu, situate la diverse distanțe de stație precum și în cel mai îndepărtat post alimentat printr-o interconexiune cu stația 110 /10 kV, „Dumbrăvița”), urmărindu-se :

- valoarea curenților de scurtcircuit și repartitia acestora prin pămînt, respectiv manta,
- repartitia curenților capacitivi în rețea,
- selectivitatea protecției,
- valoarea tensiunilor de pas și de atingere la locul avariei,
- influența regimului de scurtcircuit monofazat asupra liniilor de telecomunicații.

Măsurătorile efectuate în comun de către secția cercetare-proiectare Deva-IRE Timișoara și colectivul de autori, au confirmat anticipările referitoare la valorile curenților de scurtcircuit și repartitia acestora. Rezistorul a suportat șocurile datorate scurtcircuitelor foarte bine. Protecția a acționat ireproșabil. Tensiunile de pas și atingere au fost foarte mici, mult sub limita admisă de norme iar tensiunile induse în liniile de telecomunicații nu au depășit 52 V, valoare maximă admisă.

În primele 6 luni după darea în exploatare a rezistorului pe secția II de bare a stației s-a înregistrat un singur incident datorat intervenției unui excavator. Protecția homopolară a cablului a acționat corect, șocul datorat scurtcircuitului nu a fost sesizat de către personalul de serviciu care a încercat repunerea sub tensiune a cablului de două ori, de fiecare dată protecția acționînd ireproșabil. Analiza defectului a evidențiat străpungerea izolației pe o singură fază. Repararea cablului s-a efectuat fără tăierea acestuia, printr-o mufă oarbă.

Pentru o perioadă anterioară, de funcționare (6 luni) cu bobină de stingere s-au înregistrat 6 incidente pe cinci cabluri. Punerile la pămînt au evoluat în scurtcircuite sau în duble puneri la pămînt, înregistrîndu-se deteriorări ale cablurilor care au necesitat tăierea porțiunii distruse și executarea a două mufe de îmbinare,

deteriorări ale unor cutii terminale sau aparataj din celulele de medie tensiune. Cheltuielile de reparare au fost mari, înregistrându-se daune importante prin nealimentarea consumatorilor.

Ca volum de investiții, o bobină de stingere de 10 kV și 100 A costă 190 mii lei, în timp ce prețul de întreprindere al rezistorului este de numai 39 141 lei. Economii anuale de exploatare antecalulate prin introducerea tratării prin rezistor, se evaluează la 100–250 mii lei pentru o stație.

5. Concluzii. Cercetările, investigațiile experimentale pe analizorul tranzitoriu de rețea precum și încercările în rețeaua națională au permis evidențierea următoarelor concluzii :

— tratarea neutrului prin rezistor conduce la cele mai reduse supratensiuni interne, comparativ cu alte modalități de tratare a neutrului. Avantajele acestor supratensiuni reduse concură la creșterea fiabilității rețelei de distribuție de medie tensiune, la mărirea duratei de viață a elementelor rețelei, la reducerea cheltuielilor de întreținere și exploatare, la micșorarea daunelor prin nelivrarea energiei electrice la consumatori,

— schema de protecție realizată într-o concepție inedită este simplă, foarte sensibilă și necesită investiții suplimentare reduse,

— încercările efectuate și urmărirea comportării în exploatare a rezistorului au confirmat superioritatea și avantajele acestui mod de tratare a neutrului care urmează să fie extins la toate stațiile I.R.E. Timișoara, pentru rețelele de 6 și 10 kV cu linii în cablu și 20 kV cu linii aeriene.

BIBLIOGRAFIA

- [1] N e m e s, M., I v a ș c u, C., V e l i c e s c u, C., Inlocuirea bobinelor de stingere în rețelele de medie tensiune, protocol, I.P. „Traian Vuia“ Timișoara, 1977
- [2] N e m e s, M., Analiza fenomenelor tranzitorii de comutație în rețelele electrice cu elemente terminale de tip reactor transversal și autotransformator, teză de doctorat, I. P. „Traian Vuia“ Timișoara, 1975.

APLICAREA SOLUȚIEI TRATĂRII NEUTRULUI PRIN REZISTOR DE LIMITARE ÎN STAȚIA DE 110/10 kV „VICTORIA“ TIMIȘOARA

REZUMAT

Lucrarea prezintă analiza statistico-probabilistică a factorului de supratensiune la un defect monofazat pentru diferite moduri de tratare a neutrului rețelei, schema de protecție realizată și comportarea în exploatare a rezistorului de limitare.

THE APPLICATION OF NEUTRAL TREATMENT SOLUTION BY LIMITATION RESISTOR IN 110/10 kV STATION „VICTORIA“ TIMIȘOARA

ABSTRACT

The paper presents a comparative test of the overvoltage factor between the various method of neutral point treatment for an singlephase fault, the protection scheme and the exploitation behavoir of the limitation resistor.

BLOC DE COMANDĂ SECVENȚIALĂ A UNUI COMUTATOR VIDEO CU 10 CĂI

DE

A. FANICIU, C.I. TOMA

1. Introducere. Comutatoarele video electronice [1] utilizate în sistemele de televiziune în circuit închis necesită un bloc de comandă secvențială care să asigure generarea semnalelor necesare pentru comanda comutatoarelor fiecărei căi.

Blocul de comandă secvențială propus în lucrare a fost realizat pentru 10 căi, el asigurând comanda periodică a deschiderii unei căi, pe o durată reglabilă, în regim de comandă automată sau comanda deschiderii permanente a unei căi selectate, în regim de comandă manuală.

De asemenea este prezentată posibilitatea măririi numărului de căi comandate.

2. Principiul de funcționare a blocului de comandă secvențială. Principiul de funcționare a schemei propuse se poate analiza urmărind schema bloc din fig. 1.

Circuitul basculant astabil (CBA) generează impulsuri cu perioada reglabilă între $10 \div 30$ sec, corespunzătoare intervalului de timp pe durata căruia una din căi este deschisă. Aceste impulsuri se aplică unui numărator programabil modulo n ($n=2 \div 10$) conectat în regim de divizare a frecvenței. Număratorul programabil este realizat cu un numărator zecimal (N), un decodificator binar-zecimal (DBZ) și un invertor (I).

Programarea număratorului se realizează cu ajutorul comutatorului K , prin intermediul căruia se selectează impulsul de ștergere convenabil pentru număratorul N .

Claviatura pentru comanda căilor prevăzută cu butoanele $B_1 \div B_{10}$, fiecare cu câte două contacte comutatoare, asigură și trecerea de la regimul de funcționare automat (nici un buton apăsător), la regimul de funcționare manual (unul din butoane apăsător). Semnalele de comandă obținute la ieșirile $C1 \div C10$ sînt compatibile TTL, iar fiecare ieșire are un „fan-out” egal cu 9. Ieșirea corespunzătoare căii selectate (deschise) se află la nivel scăzut, iar ieșirile corespunzătoare căilor blocate (închise) la nivel ridicat.

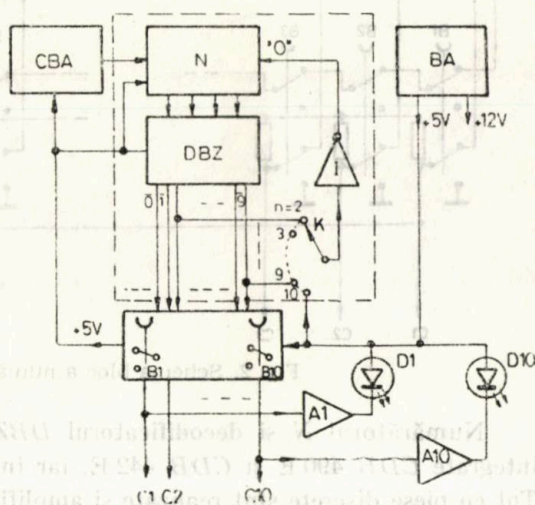


Fig. 1. Schema bloc.

Amplificatoarele A1 ÷ A10 comandă cele zece diode electroluminiscente D1 ÷ D10 pentru semnalizarea căii selectate. Blocul de alimentare (BA) furnizează tensiunile de alimentare de +5 V și +12 V necesare pentru alimentarea circuitelor sale (+5 V), precum și a comutatorului video (+12 V).

3. Schema de principiu propusă. Schema de principiu a blocului de comandă secvențială propus este reprezentată în fig. 2.

Circuitul basculant astabil este realizat cu un circuit integrat monostabil CDB 4121 într-un montaj de oscilator de relaxare; perioada oscilației se reglează cu potențiometrul P.

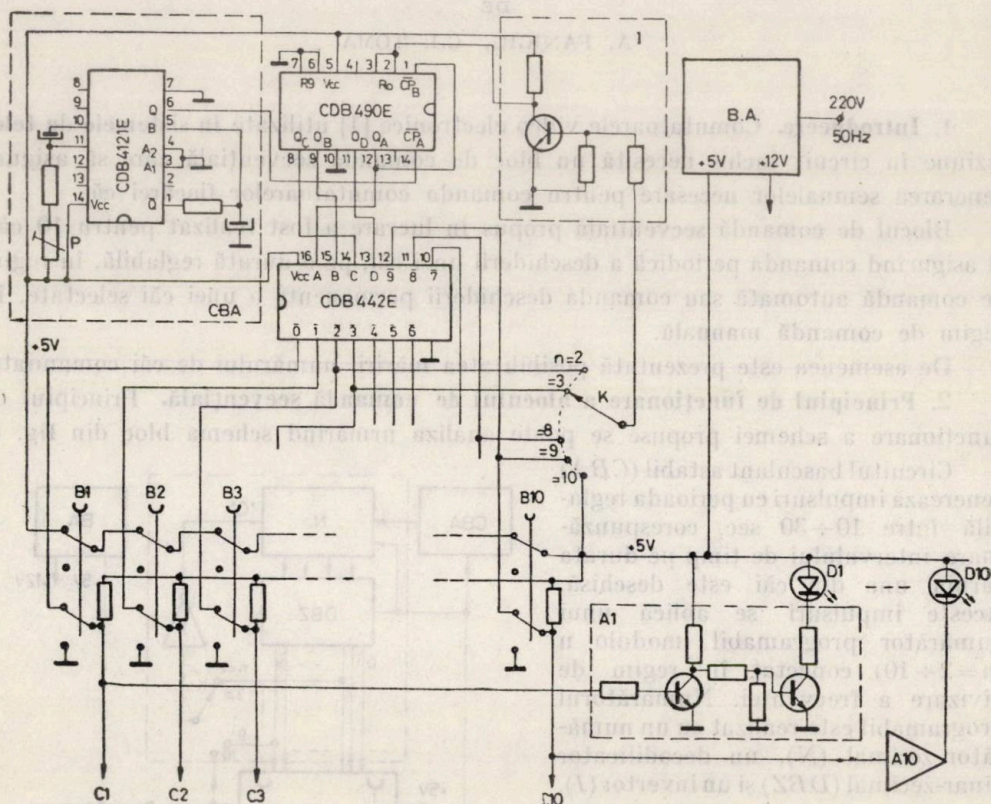


Fig. 2. Schema bloc a numărătorului programabil.

Numărătorul N și decodificatorul DBZ sînt realizate, respectiv, cu circuitele integrate CDB 490 E și CDB 442 E, iar invertorul I este realizat cu piese discrete. Tot cu piese discrete sînt realizate și amplificatoarele A1 ÷ A10. S-a preferat această soluție pentru a putea comanda curenți de sarcină de valori importante, necesare în eventualitatea comenzii unor becuri de semnalizare cu incandescență.

Comutarea din regimul de lucru AUTOMAT în regimul MANUAL se realizează la apăsarea oricărui buton Bi, prin întreruperea alimentării circuitelor CBA, N, I, DBZ și legarea la masă a ieșirii de comandă Ci corespunzătoare. Simultan ieșirile corespunzătoare butoanelor neapăsate sînt menținute la un potențial ridicat prin rezistențele conectate la sursa de +5 V.

4. **Considerații privind posibilitatea măririi numărului de căi comandate.** Principiul de funcționare al schemei propuse permite realizarea unui bloc de comandă pentru un număr mai mare de canale prin înlocuirea numărătorului programabil cu factor de divizare maxim $n=10$ cu un numărător programabil cu factor de divizare maxim $n=10^i$, ca în fig. 3. Cu ajutorul comutatoarelor $K_1 \div K_i$ se poate fixa orice factor de divizare între 2 și 10^i . De asemenea cu ajutorul unor decodificatoare

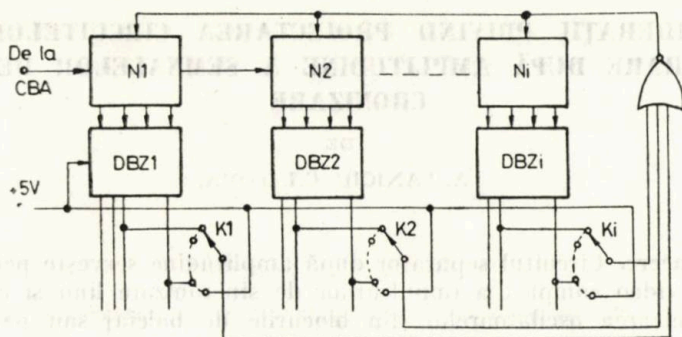


Fig. 3. Schema de principiu a blocului de comandă secvențială.

zecimal — 7 segmente se poate afișa numeric canalul selectat, eliminându-se semnaliizarea individuală cu diode electroluminiscente.

5. **Rezultate experimentale.** Blocul de comandă secvențială realizat pentru 10 căi a fost utilizat, împreună cu două comutatoare video [1] cuplate, în sistemul de televiziune în circuit închis care face obiectul contractului [2]. În cadrul acestui sistem, blocul de comandă a funcționat corespunzător în limitele parametrilor proiectați.

6. **Concluzii.** Blocul de comandă secvențială propus este realizat după un principiu de funcționare care permite realizarea unei comenzi pentru un număr oarecare de căi, în regim automat și manual, pentru diverse aplicații.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Fănicu, A., Toma C. I., *Comutator video comandat de la distanță*, Buletinul științific și tehnic al Institutului politehnic „Traian Vuia” Timișoara, Seria electrotehnică, tom. 23 (37), fasc. 1, 1978.
- [2] Toma, C. I., Fănicu, A., *Studiul și execuția lucrărilor de montare a unei instalații de televiziune în circuit închis*, Contract de cercetare științifică I.P.T.V.T. — Întreprinderea Electrotimș, 1977.

SEQUENTIAL-CONTROL UNIT FOR 10 CHANNEL VIDEO SWITCHER

ABSTRACT

A simple sequential-control unit for an electronic video switcher with 10 channels is proposed. It is also presented the possibility to increase the number of driven channels.

CONSIDERAȚII PRIVIND PROIECTAREA CIRCUITELOR DE SEPARARE DUPĂ AMPLITUDINE A SEMNALELOR DE SINCRONIZARE

DE

A. FANICIU C.I. TOMA,

1. Introducere. Circuitul separator după amplitudine servește pentru separarea din semnalul video complex a impulsurilor de sincronizare linii și cadre, necesare pentru sincronizarea oscilatoarelor din blocurile de baleiaj sau pentru comanda fixării nivelului de stingere din semnalul video complex, în scopul restabilirii componentei continue.

Problema proiectării unui circuit separator după amplitudine este tratată în literatură [1]—[2], cu observația că pentru dioda de fixare a nivelului de tăiere, adică joncțiunea bază-emitor a unui tranzistor, se folosește un model ce aproximează caracteristica statică a diodei cu două drepte ce trec prin originea axelor. Relațiile de calcul prezentate în literatură conduc la rezultate care concordă cu cele obținute prin măsurători numai în cazul unui circuit separator după amplitudine realizat cu tranzistoare cu Ge, fiind afectate de erori în cazul folosirii tranzistoarelor cu Si.

Relațiile de calcul propuse în această lucrare, rezultate prin folosirea unui model care aproximează mai bine joncțiunea bază-emitor a unui tranzistor cu Si, conduc, în cazul utilizării în circuitul separator după amplitudine a tranzistoarelor cu Si, la rezultate care concordă cu cele obținute prin măsurători. De asemenea, prin condițiile limită deduse în lucrare se permite o delimitare mai precisă a domeniilor de valori pentru rezistențele care compun circuitul separator după amplitudine.

2. Determinarea relațiilor de calcul. Circuitul separator după amplitudine (fig. 1) trebuie astfel proiectat încât să asigure limitarea bilaterală a impulsurilor de sincronizare prin saturarea, respectiv, blocarea tranzistorului (fig. 2). Pentru o

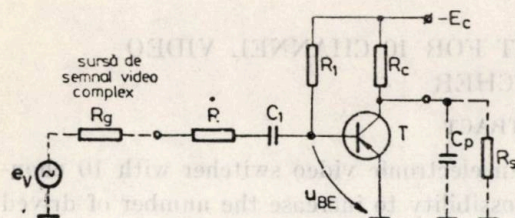


Fig. 1.

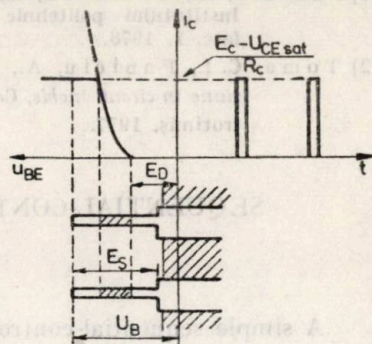


Fig. 2.

funcționare corectă a circuitului trebuie ca, pentru amplitudinea cea mai mică a semnalului video complex aplicat la intrare, vîrfurile impulsurilor de sincronizare să aducă tranzistorul în stare de saturație, iar blocarea tranzistorului să aibă loc înainte de atingerea nivelului de stingere.

Schema echivalentă a circuitului de intrare a separatorului după amplitudine (fig. 3) reprezintă un circuit de fixare necomandată a nivelului de tipul cu polarizare pozitivă, prin intermediul sursei E_C . După cum se vede în fig. 2, semnalul video complex cu alb „pozitiv” aplicat la intrarea circuitului va fi regăsit în baza tranzistorului, avînd nivelul vîrfurilor impulsurilor de sincronizare fixat la valoarea $-U_B$.

Pentru determinarea expresiei de calcul a nivelului de fixare U_B în funcție de elementele circuitului de intrare a separatorului după amplitudine, se aproximează caracteristica curent-tensiune a joncțiunii BE a tranzistorului conform fig. 4 a, adică în schema echivalentă din fig. 3 se folosește pentru joncțiunea bază-emitor

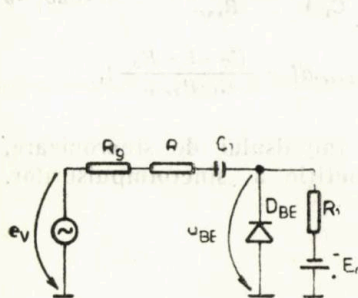


Fig. 3.

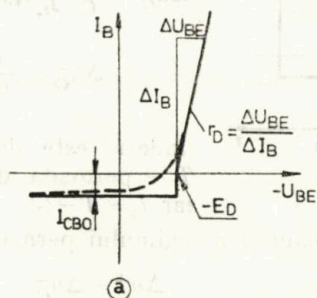


Fig. 4.

D_{BE} modelul prezentat în fig. 4 b. În acest model, D reprezintă o diodă ideală, E_D este tensiunea de deschidere a joncțiunii, r_D caracterizează înclinarea caracteristicii după deschiderea diodei, iar I_{CBO} este curentul rezidual maxim ce poate apare în cazul cel mai defavorabil. În aceste condiții se obțin schemele echivalente din fig. 5.

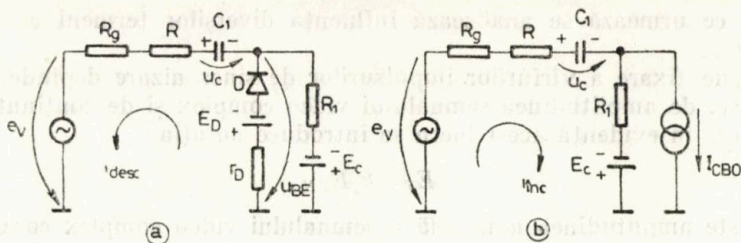


Fig. 5.

Dacă se notează cu U_C valoarea medie a tensiunii la bornele condensatorului C_1 în regim permanent, atunci curenții de încărcare, respectiv, de descărcare a condensatorului au expresiile [3]:

$$i_{inc} \cong \frac{e_v - (U_C - E_C)}{R_{inc}} + I_{CBO}$$

$$i_{desc} \cong \frac{(U_C - E_E) - e_v}{R_{desc}}$$

unde

$$R_{inc.} = R_g + R + R_1 \quad (1)$$

$$R_{desc.} = R_g + R + \frac{r_D \cdot R_1}{r_D + R_1} \quad (2)$$

$$E_E = \frac{R_1}{R_1 + r_D} E_D + \frac{r_D}{R_1 + r_D} E_C$$

Ca urmare, creșterea de tensiune Δu_C^+ la bornele condensatorului în timpul încărcării, respectiv, scăderea de tensiune Δu_C^- în timpul descărcării, pentru un semnal video complex e_V de formă simplificată, reprezentat în fig. 6, se calculează cu relațiile :

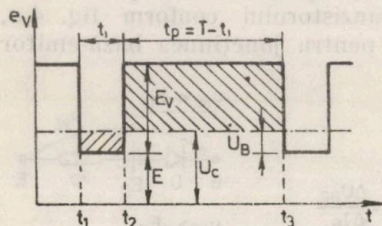


Fig. 6

$$\Delta u_C^+ = \frac{1}{C_1} \int_{t_2}^{t_3} i_{inc.} dt = \frac{1}{C_1} \left(\frac{E_V + E - U_C + E_C}{R_{inc.}} + I_{CBO} \right) t_p$$

$$\Delta u_C^- = \frac{1}{C_1} \int_{t_1}^{t_2} i_{desc.} dt = \frac{U_C - E - E_E}{C_1 \cdot R_{desc.}} t_i$$

unde t_i este durată impulsului de sincronizare, T - perioada de repetiție a sincroimpulsurilor, iar $t_p = T - t_i$.

Din condiția de existență a regimului permanent :

$$\Delta u_C^+ = \Delta u_C^-$$

se determină valoarea medie a tensiunii U_C la bornele condensatorului. Dacă se are în vedere că practic întotdeauna $R_1 \gg r_D$, nivelul de fixare a vîrfurilor impulsurilor de sincronizare este dat de relația :

$$U_B = \frac{E_V + I_{CBO} \cdot R_{inc.} + E_C}{1 + \frac{R_{inc.}}{R_{desc.}} \cdot \frac{t_i}{t_p}} + \frac{E_D}{1 + \frac{R_{desc.}}{R_{inc.}} \cdot \frac{t_p}{t_i}} \quad (3)$$

În cele ce urmează se analizează influența diversilor termeni ai relației (3) asupra lui U_B .

Nivelul de fixare a vîrfurilor impulsurilor de sincronizare depinde, prin intermediul lui E_V , de amplitudinea semnalului video complex și de conținutul imaginii. Pentru a pune în evidență acest lucru se introduce notația :

$$E_V = k_f E_{VN}$$

unde E_{VN} este amplitudinea nominală a semnalului video complex corespunzătoare unui cîmp cu luminanță maximă (cîmp alb) și variază între E_{VNmin} și E_{VNmax} funcție de intensitatea cîmpului la locul de recepție și amplificarea canalului de recepție, iar k_f - coeficientul de formă al semnalului video complex - variază cu conținutul imaginii de la $k_{fmin} \cong 0,3$ la transmiterea unui cîmp cu luminanță minimă (cîmp întunecat) la $k_{fmax} \cong 1$ la transmiterea unui cîmp cu luminanță maximă.

Nivelul de fixare a vîrfurilor impulsurilor de sincronizare se modifică cu temperatura mediului ambiant prin intermediul lui I_{CBO} . Din acest punct de vedere este preferabil ca în circuitul separator după amplitudine să nu se folosească tranzistoare cu Ge.

Prin legarea lui R_1 la minusul sursei de tensiune E_C se asigură ca nivelul de fixare a vîrfurilor impulsurilor de sincronizare să fie cu atît mai puțin influențat

de amplitudinea semnalului video complex și de conținutul imaginii cit și de variația lui I_{CBO} cu temperatura cu cit $E_C > E_V + I_{CBO} \cdot R_{inc}$.

Valoarea maximă a tensiunii E_C se determină din condiția ca în cazul cel mai defavorabil, care apare când la intrarea circuitului se aplică un semnal video complex cu amplitudine nominală minimă corespunzător transmiterii unui cîmp cu luminanță maximă, blocarea tranzistorului să aibă loc înainte de atingerea nivelului de stingere, adică :

$$U'_B - E_{s\ min} < E_D$$

unde

$E_{s\ min} = 0,3 E_{VN\ min}$ și reprezintă amplitudinea impulsurilor de sincronizare pentru amplitudinea nominală minimă a semnalului video complex, iar

$$U'_B = \frac{k_{fmax} \cdot E_{VN\ min} + I_{CBO} \cdot R_{inc} + E_C}{1 + \frac{R_{inc} \cdot t_i}{R_{desc} \cdot t_i}} + \frac{E_D}{1 + \frac{R_{desc} \cdot t_p}{R_{inc} \cdot t_i}}$$

Ca urmare rezultă condiția :

$$E_C < E_D + \left(0,3 \frac{R_{inc} \cdot t_i}{R_{desc} \cdot t_p} - 0,7\right) E_{VN\ min} - I_{CBO} \cdot R_{inc}. \quad (4)$$

Pentru ca circuitul de fixare necomandată a nivelului să lucreze corect este necesară îndeplinirea condiției :

$$R_{inc} \gg R_{desc}$$

care este echivalentă cu :

$$R_1 \gg R + R_g + r_D$$

În ceea ce privește rezistența R_1 , nu se recomandă să fie aleasă mai mare decît $(1 \div 2) \text{ M}\Omega$ deoarece ar deveni comparabilă cu rezistența de intrare a joncțiunii BE blocată [1]. Pe de altă parte, rezistența R , introdusă în circuit pentru a atenua acțiunea de șuntare a sarcinii sursei de semnal video de către capacitatea de intrare a circuitului separator, se recomandă să fie cît mai mare posibil, avîndu-se în vedere totuși că introducerea ei înrăutățește fronturile sincroimpulsurilor separate. Condiția limită (4) ne permite să delimităm mai precis domeniile de valori pentru rezistențele ce compun circuitul separator după amplitudine în sensul că, prin alegerea rezistenței R_1 și a sursei de tensiune E_C , rezultă valoarea maximă a rezistenței R_{desc} , deci a rezistenței R .

La proiectarea circuitului separator după amplitudine trebuie să se plece de la condiția ca circuitul să funcționeze corect pentru amplitudinea cea mai mică a semnalului video complex aplicat la intrare, adică pentru $E_V = k_{fmin} \cdot E_{VN\ min} \cong 0,3 E_{VN\ min}$. Ca urmare, pentru nivelul de fixare a virfurilor impulsurilor de sincronizare rezultă valoarea minimă dată de relația :

$$U_{B\ min} = \frac{0,3 E_{VN\ min} + E_C}{1 + \frac{R_{inc} \cdot t_i}{R_{desc} \cdot t_p}} + \frac{E_D}{1 + \frac{R_{desc} \cdot t_p}{R_{inc} \cdot t_i}} \quad (5)$$

În aceste condiții, curentul de bază disponibil :

$$I_{B\ min} = \frac{U_{B\ min} - E_D}{r_D} \quad (6)$$

trebuie să asigure aducerea tranzistorului în regim de saturație, adică :

$$h_{21Emin} \cdot I_{Bmin} > \frac{E_C - U_{CEsat}}{R_C} \quad (7)$$

3. Metoda de proiectare propusă. Se presupun date sau alese conform celor menționate în § 2 : amplitudinea nominală minimă a semnalului video complex E_{VNmmin} , rezistența internă R_θ a sursei de semnal video complex, durata t_r și perioada T a sincroimpulsurilor de linii, parametrii schemei echivalente a joncțiunii BE a tranzistorului, rezistența R_1 și tensiunea sursei E_C .

Pornind de la condiția limită (4) se calculează valoarea maximă a rezistenței R_{desc} și din relația (2) se stabilește valoarea rezistenței R .

Cunoscînd R_{inc} și R_{desc} se calculează U_{Bmin} și I_{Bmin} , respectiv, cu relațiile (5) și (6). Valoarea rezistenței R_C se alege avîndu-se în vedere condiția (7) și condiția :

$$R_C \leq \frac{t_r}{2,2 C_p - \frac{t_r}{R_s}}$$

care asigură un timp de ridicare t_r admisibil pentru frontul sincroimpulsurilor ($t_r \leq 1 \mu s$); unde C_p este capacitatea parazită totală a sarcinii ($C_p \cong 100 pF$), iar R_s — rezistența de intrare a etajului următor [1].

Se alege valoarea condensatorului C_1 avîndu-se în vedere ca :

$$C_1 \cdot R_{inc} = (10 \div 100) \text{ ms}$$

și

$$C_1 \cdot R_{desc} > 160 \mu s.$$

Ultima condiție rezultă din faptul ca, pentru sincroimpulsurile de cadre, căderea palierului să fie mai mică decît 60% din amplitudinea lor.

4. Concluzii. Relațiile de calcul propuse conduc, în cazul utilizării în circuitul separator după amplitudine a tranzistoarelor cu Si, la rezultate care sînt mult mai apropiate de cele obținute prin măsurători, față de rezultatele obținute prin folosirea relațiilor de calcul cunoscute din literatură [4].

Condițiile limită propuse în lucrare completează relațiile de proiectare cunoscute pentru circuitul separator după amplitudine.

Modelul propus pentru joncțiunea BE a tranzistorului cu Si are avantajul că toți parametrii folosiți în schema echivalentă se pot deduce ușor și mai precis din datele de catalog ale tranzistorului.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Brilliantov, D. P., *Calculul și construcția televizoarelor portabile cu tranzistoare*, Editura tehnică, București, 1973, p. 328—332.
- [2] Fink, D. G., *Television engineering handbook*, McGraw-Hill Book Company, Inc., New-York, 1957, p. 16—123 ÷ 16—125.
- [3] Goldenberg, L. M., *Teoria și calculul circuitelor de impulsuri*, Editura tehnică, București, 1972, p. 186—191.

CONSIDERATIONS ON DESIGN OF SYNC-AMPLITUDE SEPARATOR CIRCUITS

ABSTRACT

The paper proposes a few limiting conditions which make complete the usual design relations for sync-amplitude separator circuits.

SISTEM DE COMANDĂ TELEFON-MAGNETOFON PENTRU REDARE-ÎNREGISTRARE ÎN ABSENȚA ABONATULUI

DE

C.I. TOMA, A. FANICIU, D. PÂSNENCO

1. Introducere. Sistemul de comandă telefonic prezentat în lucrare asigură posibilitatea de a se stabili o comandă de legătură între un magnetofon și un aparat telefonic, astfel încât să se asigure înregistrarea automată a comunicațiilor telefonice, chiar în absența abonatului.

S-au realizat magnetofone speciale în acest scop, dar la un preț destul de ridicat. Din acest motiv prezintă interes cuplarea unui magnetofon obișnuit, din dotarea oricărui utilizator, cu aparatul telefonic [1], [2].

2. Sistemul de comandă telefonic. Schema bloc a sistemului de comandă a unui magnetofon de către un post telefonic, prezentat în lucrare, se compune din aparatul telefonic AT, sistemul de comandă telefonic SCT alimentat de la o tensiune stabilizată de blocul de alimentare BA și magnetofonul M, după cum se vede și din fig. 1.

Semnalul de apel de la soneria aparatului telefonic, caracterizat prin amplitudinea U_a și frecvența f_a , se aplică sistemului de comandă telefonic, la intrarea circuitului de comandă a alimentării de la rețea a magnetofonului CCAM. Acest circuit realizează în mod automat și întreruperea alimentării magnetofonului după un interval de timp T . Circuitul CCAM comandă la rîndul său generatorul de impuls GI, care generează cu o întârziere T_1 un singur impuls, necesar pentru acționarea circuitului de comandă start-stop CCSS și, respectiv, a circuitului de comandă redare înregistrare CCRÎ. Întârzierea impulsului generat de GI este necesară pentru a se asigura regimul normal de lucru al magnetofonului, adică încălzirea tuburilor în cazul magnetofonelor cu tuburi sau atingerea turației nominale a motorului în cazul magnetofonelor tranzistorizate.

Magnetofonul M este pus, în prealabil, pe poziția de start cu butonul de stop manual acționat. Circuitul de comandă start-stop comandă pornirea rîndii benzii de magnetofon prin simularea acționării comutatorului de stop manual. Acest lucru se realizează prin conectarea alimentării electromagnetului de stop manual al magnetofonului ceea ce duce la eliberarea rolei presoare. După un interval de timp T_2 , unde $T_2 + T_1 \leq T$, se comandă oprirea rîndii benzii de magnetofon.

Circuitul de comandă redare-înregistrare asigură inițial funcționarea magnetofonului în regim de redare. După o durată de timp T_3 se comandă, pentru un interval de timp T_4 (unde $T_3 + T_4 = T_2$), funcționarea magnetofonului în regim de înregistrare.

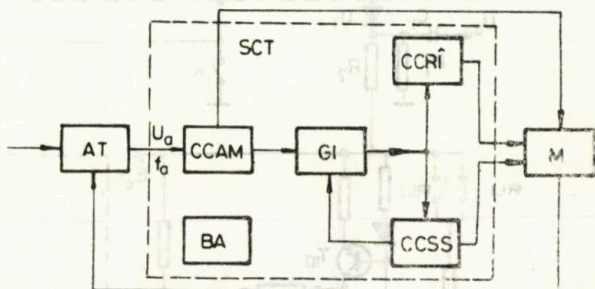


Fig. 1. Schema bloc a sistemului de comandă a unui magnetofon de către un post telefonic.

Circuitul de comandă start-stop comandă realizarea legăturii între magnetofon și postul telefonic, simulind ridicarea receptorului telefonic din furcă, prin introducerea în circuitul liniei telefonice a unei rezistențe egală cu impedanța echivalentă de intrare a aparatului telefonic cu receptorul ridicat din furcă (240Ω). Magnetofonul transmite mesajul înregistrat pe bandă, după care trece automat în regim de înregistrare.

Schema electronică propusă pentru sistemul de comandă telefonic este prezentată în fig. 2. Cele trei module CCAM, CCSS și CCRI sint, în principiu, identice

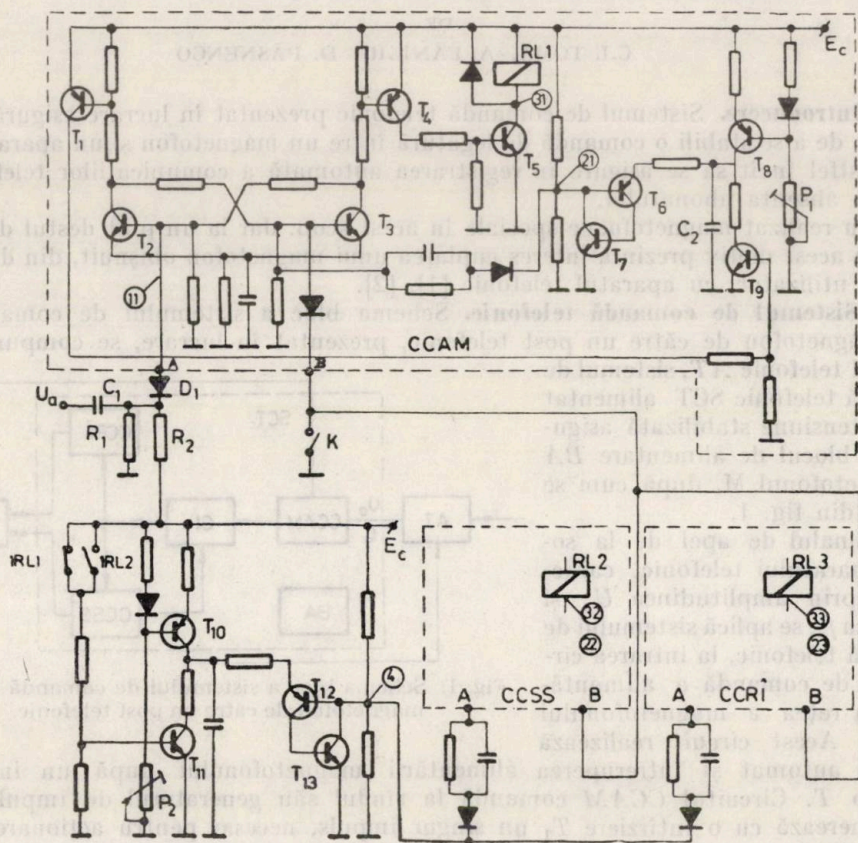


Fig. 2. Schema electronică a sistemului de comandă telefonic.

din punct de vedere al circuitelor pe care le conțin. Ele se compun din : a) circuitul basculant bistabil realizat cu tranzistoarele T_2 , T_3 și a cărei stare este sesizată cu tranzistoarele T_1 , respectiv T_4 , care lucrează în regim de comutator ; b) circuitul de acționare al releului RL realizat cu tranzistorul T_5 și c) circuitul de temporizare format din simulatorul de TUJ T_6 , T_7 , generatorul de curent constant, T_7 , care încarcă condensatorul C_2 și comutatorul T_9 , care declanșează circuitul de temporizare. Circuitele basculante bistabile din cele trei module sint aduse inițial, prin apăsarea butonului K , în starea în care releele nu sint acționate. Pentru a se evita comanda circuitului basculant bistabil din modulul CCAM de către un semnal parazit de amplitudine mai mică decât semnalul util U_a se folosește polarizarea diodei de separare D_1 prin divizorul de tensiune R_1 , R_2 .

La semnalul de apel al soneriei, releul $RL\ 1$ va fi anclanșat și ca urmare se deschide contactul $1RL\ 1$, pe o durată care poate fi reglată cu potențiometrul P_1 . Ca urmare, generatorul de impuls realizat cu tranzistoarele T_{10} , T_{11} , T_{12} și T_{13} va genera, cu o întârziere ce se poate regla cu P_2 , un impuls de comandă la intrările modulelor $CCSS$ și $CCR\bar{I}$. Prin intermediul contactului $1RL\ 2$, care se închide la anclanșarea releului $RL\ 2$, generatorul GI este readus în starea inițială, evitându-se astfel, generarea unui tren de impulsuri ce ar perturba funcționarea sistemului de comandă telefonic. Pe lângă comenzile menționate, la anclanșarea releului $RL\ 1$ se comandă alimentarea de la rețea a magnetofonului, iar la anclanșarea releului $RL\ 2$ se comandă pornirea rulării benzii de magnetofon precum și simularea receptorului telefonic din furcă, adică realizarea legăturii între magnetofon și postul telefonic. Anclanșarea releului $RL\ 3$ comută magnetofonul pe poziția de redare. După un interval de timp T_3 dat de circuitul de temporizare propriu, releul se dezanclanșează trecînd magnetofonul pe poziția de înregistrare, stare care durează o durată T_4 pînă la dezanclanșarea releului $RL\ 2$, care oprește rularea benzii magnetofonului și întrerupe legătura între magnetofon și postul telefonic.

Sistemul de comandă telefonic a fost experimentat folosindu-se magnetofonul tranzistorizat *TESLA B 41*. În fig. 3 se prezintă forma de variație în timp a tensiunilor în punctele caracteristice ale montajului.

3. Concluzii. Sistemul de comandă propus permite realizarea unei legături între un post telefonic și orice tip de magnetofon cu comandă start-stop electromecanică.

Sistemul prezintă, față de sistemele cunoscute de autori, unele avantaje ca: elimină necesitatea acționării mecanice a receptorului telefonic; magnetofonul poate fi folosit și pentru alte scopuri, neintervenindu-se în schema sa electronică.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Hemardinquer, P., *La nouvelle pratique des magnétophones*, Éditions Chiron, Paris, 1967, p. 222–226.
- [2] Buchsbaum, W.H., *Attachments to your telephone*, Electronics World, Iuliy 1971, Vol. 86 No. 1, p. 27–29.

SYSTÈME DE COMMANDE D'UN MAGNETOPHONE PAR UN POSTE TÉLÉPHONIQUE

RESUMÉ

On presente un système de commande d'un magnétophone par un poste téléphonique, en l'absence de l'abonné.

Le système permet le lecture d'un message et l'enregistrement du message laisse par le correspondant.

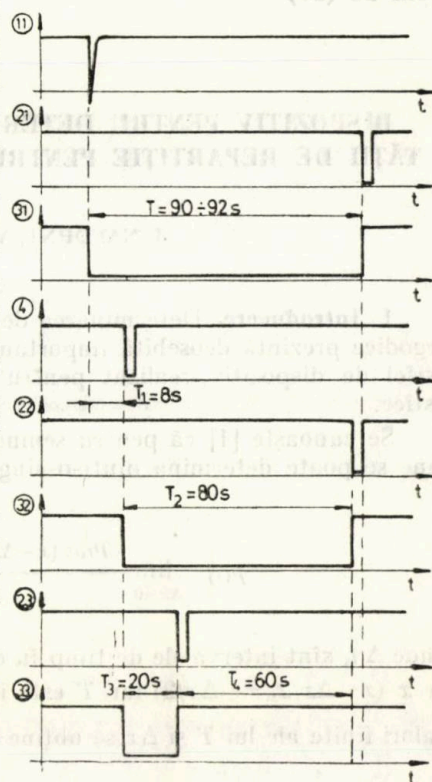


Fig. 3. Variația în timp a tensiunilor în punctele caracteristice ale montajului.

DISPOZITIV PENTRU DETERMINAREA EXPERIMENTALĂ A DENSITĂȚII DE REPARTIȚIE PENTRU SEMNALELE ALEATOARE ERGODICE

DE

I. NAFORNIȚĂ, E. PETRIU, A. MIHĂESCU

1. **Introducere.** Determinarea densității de repartiție pentru semnalele aleatoare ergodice prezintă deosebită importanță în practică [1], [3]. În articol se descrie un astfel de dispozitiv, realizat pentru construcția unor convertoare analog-probabilistice.

Se cunoaște [1] că pentru semnale aleatoare ergodice, repartiția după amplitudine se poate determina dintr-o singură realizare $x_{(t)}^k$ prin relația :

$$p(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\text{Prob} [x - \Delta x/2 < x_{(t)}^k < x + \Delta x/2]}{\Delta x} = \lim_{\substack{\Delta x \rightarrow 0 \\ T \rightarrow \infty}} \frac{\sum_{i=1}^n \Delta t_i}{T \cdot \Delta x} \quad (1)$$

unde Δt_i sînt intervalele de timp în care realizarea $x_{(t)}^k$ ia valori în intervalul centrat pe x ($x - \Delta x/2, x + \Delta x/2$) iar T este intervalul pe care se face determinarea. Pentru valori finite ale lui T și Δx se obține o estimare $\tilde{p}(x)$, în punctul considerat :

$$\tilde{p}(x) = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta t_i}{T \cdot \Delta x} \quad (2)$$

2. **Descrierea dispozitivului.** Principiul de funcționare se poate urmări în figura 1. Pe durata traversării intervalului ($x - \Delta x/2, x + \Delta x/2$) se formează impulsurile Δt_i cu amplitudinea constantă, ce se integrează cu un circuit RC pe durata de măsurare T .

În figura 2 se prezintă schema de principiu a dispozitivului. A 1 conectat ca repetor, asigură o impedanță de intrare ridicată. Sumatorul echipat cu A 2 asigură menținerea semnalului la ieșirea sa în intervalul $\pm 2,5$ V, variind amplificarea pe calea de semnal cu rezistența calibrată RV 1. Punctul în jurul căruia se face determinarea densității de repartiție se fixează cu potențiometrul RV 2 în limitele $\pm 2,5$ V (tensiunea $-x$ pe fig. 2). Comparatorul CO sesizează timpul în care semnalul analizat trece prin interval și furnizează impulsuri ce sînt formate în amplitudine cu inverterul echipat cu T.

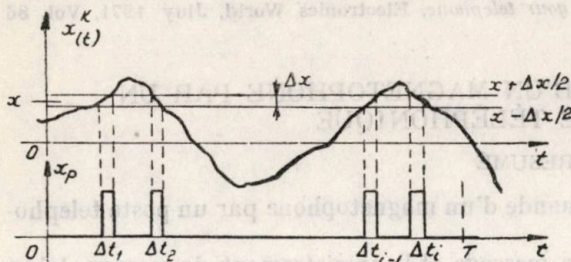


Fig. 1.

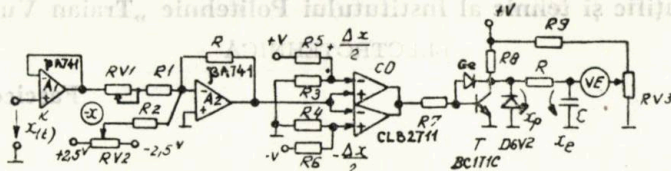


Fig. 2.

La bornele condensatorului C al circuitului de mediere R - C se măsoară, la o corectă dimensionare, o tensiune :

$$x_e = K \frac{\sum_{i=1}^n \Delta t_i}{T} \quad (3)$$

Cum Δx este o constantă, tensiunea x_e , la o anumită scară, reprezintă tocmai estimația $p(x)$. Ea se măsoară cu un voltmetru electronic VE .

3. Eroarea statistică de determinare a densității de repartiție. Eroarea statistică comisă la determinarea densității de repartiție are [1] doi termeni, unul de polarizare și unul de dispersie. Pentru :

$$\frac{\Delta x}{\sigma_x} \leq 0,2 \quad (4)$$

eroarea de polarizare este neglijabilă. Eroarea de dispersie a determinării este [1] :

$$\varepsilon_d = \frac{\sigma[p(x)]}{p(x)} \approx \frac{0,15}{\sqrt{B \tau \Delta x \tilde{p}(x)}} \quad (5)$$

B fiind banda semnalului iar $\tau = RC$. Această din urmă relație servește la dimensionarea constantei de timp τ la $p(x)$ minim măsurabil. Evident, fiecare măsurare durează măcar 5τ .

4. Limitări în utilizare impuse de comparator. Timpul de tranzit al comparatorului folosit (CLB 2711) este $t_{tr} \leq 100$ ns. Sinusoida cu frecvența f_M trece prin fereastra Δx în intervalul de timp :

$$t_f = 2 \cdot \frac{1}{2\pi f_M} \arcsin \Delta x \quad (6)$$

Pentru $t_f \geq 5 \cdot t_{tr}$ rezultă din (6) frecvența maximă a semnalului analizabil. La $\Delta v = 50$ mV și $t_{tr} = 100$ ns rezultă $f_M = 30$ kHz.

5. Concluzii. Dispozitivul prezentat permite determinarea expeditivă punct cu punct a densității de repartiție. Spre deosebire de alte soluții prezentate în literatură are avantajul de a nu deplasa fereastra de comparare ci aduce semnalul într-una fixă prin axarea acestuia.

BIBLIOGRAFIE

- [1] J. S. Bendat, A. G. Piersol, Measurement and analysis of Random Data, John Wiley & Sons, 1966.
- [2] L. M. Goldenberg, Teoria și calculul circuitelor de impulsuri — Editura tehnică 1972.
- [3] * * * DISA Elektronik A/S-Denmark, catalog 1970, p. 77.

A DEVICE FOR EXPERIMENTAL DETERMINATION OF P.D.F. FOR ERGODIC RANDOM SIGNALS

ABSTRACT

The paper presents a device for experimental determination of p.d.f. for ergodic random data. A method without shift of comparison window is used.

ASUPRA UTILIZĂRII REGISTRELOR DE DEPLASARE CU SECVENȚĂ PSEUDOALEATOARE LA REALIZAREA UNOR NUMĂRĂTOARE REVERSIBILE

DE

E. PETRIU, I. NAFORNIȚĂ, D. PETRIU

1. Introducere. În tehnica de măsurare apar uneori situații în care este necesară utilizarea unui numărător reversibil de mare capacitate și de mare viteză. O astfel de situație apare de exemplu în cazul realizării unor contoare numerice pentru măsurarea energiei electrice.

Plecînd de la procedeul propus în [1] de realizare a numărătoarelor directe, zecimale, pe baza unor registre de deplasare, în lucrare se extinde acest procedeu asupra numărătoarelor reversibile. În acest scop autorii au elaborat un nou concept, acela de registru de deplasare reversibil, cu secvență pseudoaleatoare. Numărătoarele reversibile astfel realizate sînt mult mai simple decît cele clasice, fără a pierde din punct de vedere al vitezei de numărare.

2. Registrul de deplasare reversibil, cu secvență pseudoaleatoare. Registrele de deplasare unidirectionale sînt bine cunoscute și folosite în calitate de generatoare de numere pseudoaleatoare, uniform distribuite [2]. Un astfel de registru, avînd structura generală conform fig. 1, poate avea $2^N - 1$ stări distincte, unde N reprezintă numărul de celule ale registrului.

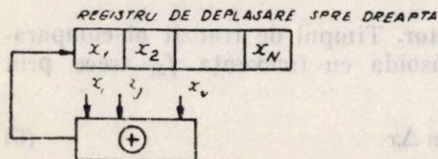


Fig. 1.

Comportarea acestui registru de deplasare cu reacție, cu deplasare spre dreapta, este descrisă de ecuațiile :

$$x_1^* = x_1 \oplus x_2 \oplus \dots \oplus x_N; \quad (1)$$

$$x_k^* = x_{k-1}, \quad k=2, \dots, N; \quad (2)$$

unde asteriscul indică noua valoare a variabilei respective, valoare pe care variabila o va lua după efectuarea deplasării spre dreapta.

Relația (1) reprezentînd legea de reacție necesară pentru generarea secvenței pseudoaleatoare se poate determina întotdeauna univoc pentru fiecare valoare a lui N . Aceste ecuații de reacție se găsesc de obicei tabelate în literatură [2], [3] pentru diversele valori uzuale ale lui N . Indiferent de numărul de termeni din membrul drept al relației (1) ultimul termen este întotdeauna x_N .

Dacă se pune problema asigurării funcționării reversibile a registrului de deplasare cu reacție a cărui ecuații de intrare corespunzătoare deplasării spre dreapta sînt (1) și (2), trebuiesc determinate și ecuațiile de intrare corespunzătoare deplasării spre stînga :

$$x_N' = f(x_1, x_2, \dots, x_N); \quad (3)$$

$$x_{k-1}' = x_k, \quad k=2, \dots, N; \quad (4)$$

Valoarea x'_N care se introduce în ultimul rang prin deplasarea spre stînga poate fi considerată ca fiind valoarea ce a fost scoasă din x_N ca rezultat a unei deplasări spre dreapta. Ținînd seama de această remarcă se poate scrie din (1):

$$x'_N = x_N = x_1^* \oplus \dots \oplus x_i \oplus x_j, \quad i \neq j \neq N;$$

sau ținînd seama de (2):

$$x'_N = x_1^* \oplus \dots \oplus x_{i+1}^* \oplus x_{j+1}^*, \quad i \neq j \neq N;$$

Dar în cazul deplasării spre stînga variabilele cu asterisc sînt identice cu variabilele fără indice în dreapta sus, din (1) și (2), deoarece rezultatul deplasării spre dreapta reprezintă valori inițiale, premise, pentru deplasarea spre stînga. Deci ultima relație se poate scrie:

$$x'_N = x_1 \oplus \dots \oplus x_{i+1} \oplus x_{j+1}; \quad (3)$$

unde i, j sînt dați de (1), astfel încît relația este și ea univoc determinată pentru fiecare N considerat.

Ținînd seama de acest rezultat final se poate defini un registru de deplasare, cu secvență pseudoaleatoare, reversibil, avînd structura ca în fig. 2.

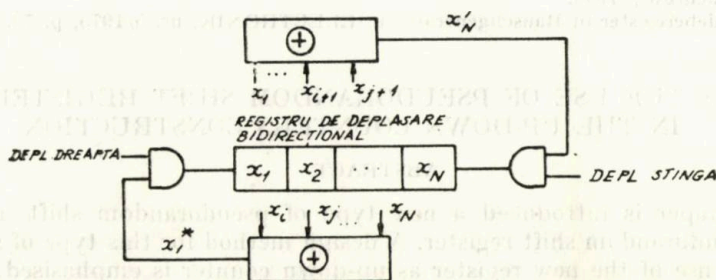


Fig. 2.

Funcționarea registrului de deplasare cu secvență pseudoaleatoare, reversibil, este descrisă în cazul general de ecuațiile:

$$\text{DEPL. DREAPTA: } x_1^* = x_i \oplus x_j \oplus \dots \oplus x_N; \quad (1)$$

$$\text{DEPL. DREAPTA: } x_k^* = x_{k-1}, \quad k=2, \dots, N \quad (2)$$

$$\text{DEPL. STÎNGA: } x'_N = x_1 \oplus \dots \oplus x_{i+1} \oplus x_{j+1}; \quad (3)$$

$$\text{DEPL. STÎNGA: } x'_{k-1} = x_k, \quad k=2, \dots, N; \quad (4)$$

3. Registrul de deplasare cu reacție, reversibil, ca numărător. Registrul de deplasare cu reacție, reversibil, avînd structura de generator de numere pseudoaleatoare conform ecuațiilor (1) – (4), poate lua $2^N - 1$ stări distincte, în care fiecare stare apare o singură dată, succesiunea acestora fiind determinată în mod univoc de sensul de deplasare comandat precum și de starea anterioară. Deci acest tip de registru de deplasare îndeplinește condițiile pentru a putea fi considerat numărător reversibil, avînd secvența de numărare oarecare, diferită de cea binară naturală. Codarea nenaturală a stărilor prezintă dezavantajul necesității unei conversii a rezultatului într-un cod binar ușor de interpretat. Deoarece interpretarea rezultatului nu e necesară decît la intervale de timp ea poate fi făcută „off-line” neimpiedicînd asupra vitezei de numărare. Comparativ cu numărătoarele reversibile clasice, sincrone, la care logica de intrare în fiecare rang este funcție de ieșirile tuturor rangurilor

anterioare, numărătoarele reversibile realizate pe baza registrelor de deplasare cu reacție necesită o logică de intrare în fiecare rang mult mai simplă. În cazul registrelor de deplasare logica de intrare în orice rang este funcție de ieșirile rangurilor alăturate. Diferența de complexitate între cele două tipuri de numărătoare este cu atât mai pregnantă cu cât N este mai mare.

Logica de reacție corespunzătoare ecuațiilor (1) și (3) este în majoritatea cazurilor de complexitate minimă, având doar 2 sau 3 intrări.

Datorită frecvențelor maxime de tact mai mari în cazul registrelor de deplasare bidirecționale integrate decât în cazul numărătoarelor reversibile integrate, numărătoarele realizate pe baza registrelor de deplasare reversibile sînt mai rapide decât cele clasice. Astfel, de exemplu, registrul de deplasare stînga-dreapta, de 4 biți (SN 7495) pot funcționa pînă la o frecvență de tact de 36 MHz iar un numărător reversibil, tot de 4 biți, (SN 74193) poate funcționa doar pînă la 30 MHz.

BIBLIOGRAFIE

- [1] S. Chang, A. C. Lien, S-P. Wang — New decade counter using a shift register ; „ELECTRONIC ENGINEERING“, June 1972, p.29.
- [2] G. A. Korn : SIMULAREA ȘI MĂSURAREA PROCESELOR ALEATOARE ; Ed. Tehnică București, 1969.
- [3] * * * : Schieberegister in Rauschgeneratoren, ELECTRONIK, nr. 5/1975, p. 79.

ON THE USE OF PSEUDORANDOM SHIFT REGISTERS IN THE UP-DOWN COUNTERS CONSTRUCTION

ABSTRACT

In the paper is introduced a new type of pseudorandom shift register. the left/right pseudorandom shift register. A design method for this type of shift register is given The use of the new register as up-down counter is emphasised.

MICROCALCULATOR DIDACTIC MICROPROGRAMAT

BY

V. POP, PAULA CRIȘINCOV,

M. IACOB, CARMEN ISTRATI

1. Introducere. În lucrare se prezintă o structură simplă de calculator numeric, construit cu scopul ilustrării modului de organizare și de funcționare a procesoarelor cu unitate de comandă microprogramată. Microcalculatorul este destinat, în special, efectuării unor lucrări practice de către studenții care se instruiesc în domeniul tehnicii de calcul.

2. Caracteristici generale. Microcalculatorul prezentat este de tipul sincron, paralel cu lungimea cuvîntului de 8 biți. În vederea realizării unei structuri cît mai simple, numărul de instrucții cu care operează microcalculatorul s-a limitat la 11. Ele sînt astfel alese încît să permită realizarea unor programe scurte cu caracter didactic. Capacitatea memoriei operative este de numai 16 cuvinte. Introducerea, prelucrarea și afișarea datelor se face în sistemul binar.

Avînd în vedere caracterul didactic, pe panoul de comandă este redată, sub formă sinoptică, structura calculatorului, împreună cu modul în care are loc circulația informației. De asemenea este redat, sub formă simbolică, conținutul memoriei de comandă (microprogramele pentru fiecare instrucție). În timpul funcționării se indică, prin semnale luminoase, microinstrucția în curs de execuție. Aceasta permite urmărirea modului de înlănțuire a instrucțiilor, respectiv a microinstrucțiilor în cadrul unei instrucții. Pe panou este afișat conținutul registrului acumulator (A), în care se obține rezultatul operațiilor și conținutul numărătorului de adrese (NA). De asemenea se poate afișa conținutul celulelor memoriei operative.

Introducerea datelor în memoria microcalculatorului se face prin intermediul unui generator de cuvinte binare de 8 cifre (GC) realizat cu comutatoare bipoziționale.

Transferul datelor între blocurile funcționale ale microcalculatorului se realizează prin trei magistrale de date, magistrala 1 (MAG 1), magistrala 2 (MAG 2) și magistrala 3 (MAG 3), toate de 8 cifre binare.

Microcalculatorul este realizat, inclusiv memoria operativă, cu circuite TTL integrate pe scară medie și mică.

3. Descrierea prin cuvinte a instrucțiilor și a proceselor declanșate de cheile de pe panoul de comandă

3.1. Instrucțiile microcalculatorului

Din cele 11 instrucții ale microcalculatorului cinci sînt cu referire la memorie (RM), patru cu referire la registre (RR) și două instrucții speciale (SP). Din punctul de vedere al rolului lor în cadrul programului șase dintre instrucții sînt operaționale (OP), iar cinci de comandă a desfășurării programului (CD). Lista de instrucții, împreună cu semnificația și efectul acestora, este dată în tabelul 1.

3.2. Comenzile manuale Efectuarea anumitor operații poate fi declanșată, atît de către instrucțiile din program, cît și de către comenzile manuale date de operator,

Nr. crt.	Denumirea simbolică	Codul binar	Tipul	Efectul
1.	ADA	0011	RM; OP	Adună conținutul locației de memorie indicată în partea de adresă la conținutul registrului A și înscrie rezultatul în registrul A
2.	MEM	0100	RM; OP	Memorează conținutul registrului A în locația de memorie indicată în partea de adresă a instrucției
3.	SLT	0101	RM; CD	Salt necondiționat la instrucția aflată în locația de memorie indicată în partea de adresă a instrucției
4.	SAN	0110	RM; CD	Dacă registrul A conține un număr negativ (A7 este 1), salt la instrucția indicată în partea de adresă, altminteri execută instrucția următoare
5.	SAI	1000	RN; CD	Dacă registrul A conține un număr impar (A0 este 1), salt la instrucția indicată în partea de adresă, altminteri execută instrucția următoare.
6.	DDA	1010	RR; OP	Deplasează conținutul lui A cu un rang spre dreapta
7.	DSA	1011	RR; OP	Deplasează conținutul lui A cu un rang spre stînga
8.	CPL	1100	RR; OP	Înlocuiește numărul conținut în A cu inversul său
9.	AZA	1101	RR; OP	Anulează conținutul registrului A
10.	NOP	1110	SP; CD	Nu se execută nici o operație
11.	OPR	1111	SP; CD	Oprește execuția instrucțiilor

de la panoul de comandă, prin intermediul unor chei (butoane). Lista acestor comenzi, împreună cu efectul lor, este dată în tabelul 2.

4. Organizarea cuvîntului instrucție. În cuvîntul instrucție 4 biți, din cei 8 biți ai unui cuvînt al microcalculatorului, sînt prevăzuți pentru codul operației, iar 4 biți pentru partea de adresă, cu cei patru biți din partea de adresă putîndu-se adresa direct toate cele 16 locații ale memoriei operative. Formatul cuvîntului instrucție pentru instrucțiile de tipul RM este dat în figura 1 a, iar pentru cele de tipul RR și SP în figura 1 b. La codificarea instrucțiilor s-a avut în vedere ca numărul binar care reprezintă codul operației să coincidă pentru fiecare instrucție cu adresa primei microinstrucții din microprogramul de execuție a instruc-

Tabelul 2.

Nr. crt.	Denumirea simbolică	Efectul
1.	STIN	Anulează conținutul registrelor NA, RAO, A, RAμ și bistabilul de pornire oprire (BPO)
2.	INAD	Încarcă semiocetelul din dreapta din GC în registrul RAO (Încarcă adresa)
3.	MEM	Înscrie cuvîntul format la GC în memorie la adresa indicată de RAO
4.	POR	Poziționează bistabilul BP0 în starea „1” și aduce generatorul impulsurilor de orologiu (GIO) în starea I ₁ .
5.	VIZ	Afișează conținutul locației de memorie indicată de RAO

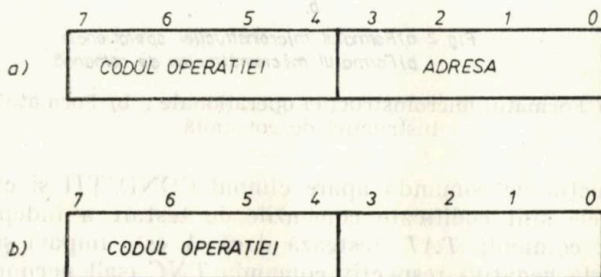
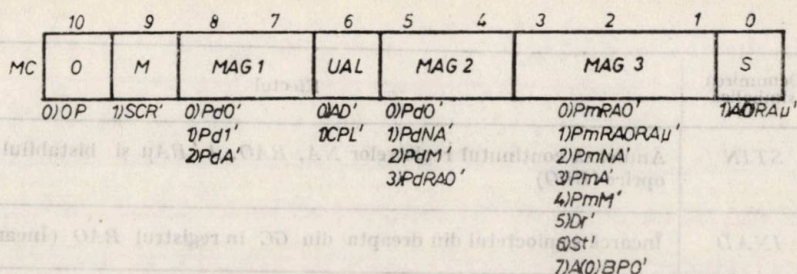


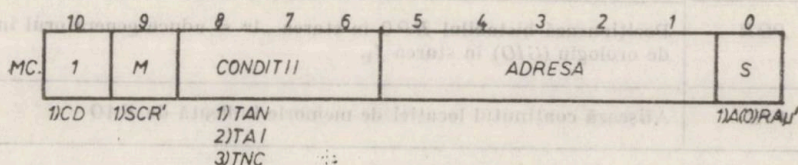
Fig. 1. a) Formatul instrucțiilor cu referire la memorie; b) Formatul instrucțiilor cu referire la registre și a instrucțiilor speciale.

ției respective. Din acest motiv acest cod s-a stabilit numai după scrierea micro-programelor.

5. Organizarea cuvîntului microinstrucție. În vederea reducerii lungimii cuvîntului microinstrucție codificarea comenzilor s-a făcut prin grupe de cifre binare (cîmpuri), iar executarea comenzilor codificate în același cuvînt microinstrucție se face în mai mulți pași. Pentru reducerea capacității memoriei de comandă s-a prevăzut posibilitatea codificării în fiecare cuvînt microinstrucție a unui număr cît mai mare de comenzi pentru blocurile microcalculatorului. În acest fel o instrucție poate fi executată printr-un număr mic de microinstrucții. La fel ca și instrucțiile, microinstrucțiile sînt de două tipuri, operaționale și de comandă a desfășurării micro-programului. Cele două tipuri se disting prin cifra cea mai din stînga a cuvîntului microinstrucției. Împărțirea în cîmpuri pentru cele două tipuri de microinstrucții se arată în figura 2. (Cifra din fața comenzilor scrise sub cîmpurile microinstrucției în figura 2 reprezintă echivalentul zecimal al numărului binar prin care este codificată comanda respectivă.) Cîmpurile microinstrucției operaționale sînt notate, cu excepția primului cîmp și a ultimului cîmp (S), cu simbolul blocului din structura calculatorului la care se referă comenzile codificate în acel cîmp. Cîmpul S indică, atunci cînd conține cifra binară 1, saltul necondiționat la prima microinstrucție din memoria microinstrucțiilor (memoria de comandă (MC)).



a)



b)

Fig. 2 a) Formatul microinstrucției operaționale
b) Formatul microinstrucției de comandă.

Fig. 2. a) Formatul microinstrucției operaționale; b) Formatul microinstrucției de comandă.

În microinstrucția de comandă apare câmpul CONDITII și câmpul ADRESA. În primul dintre ele sînt codificate comenzile de testare a îndeplinirii condițiilor de salt și anume: comanda TAI (testează dacă A este impar) și comanda TAN (testează dacă A este negativ), respectiv comanda TNC (salt necondiționat). Câmpul ADRESA codifică binar adresa de salt în memoria MC.

6. Microprogramele pentru efectuarea instrucțiilor. Memoria de comandă conține microprogramele pentru aducerea, respectiv pentru execuția celor 11 instrucții ale microcalculatorului. Conținutul acestei memorii este redat în tabelul 3.

Simbolurile folosite în tabelul 3 pentru specificarea microoperațiilor efectuate de microinstrucții au următoarea semnificație:

- () conținutul unui registru
- transferul informației într-un registru
- 1 Dr transferul informației într-un registru deplasată la dreapta cu o poziție
- 1 St transferul informației într-un registru deplasată la stînga cu o poziție
- M $\perp$ RAO celula din memoria M adresată de conținutul registrului RAO
- conectarea a două registre

- () complementul redus al conținutului unui registru

În tabelul 3 nu s-au specificat microoperațiile necesare aducerii microinstrucției, respectiv microoperațiilor necesare pentru înlănțuirea microinstrucțiilor operaționale. Microinstrucțiile sînt scrise ținînd cont de microoperațiile necesare pentru efectuarea instrucțiilor și de conținutul fiecărei microinstrucții. Trebuie precizat că microprogramele pentru execuția instrucțiilor de salt condiționat (SAN și SAI) fac uz de microinstrucția de la adresa 5, microinstrucția pentru execuția instrucției de salt necondiționat (SLT).

7. Impulsurile de orologiu. Executarea unei anumite microinstrucții necesită un număr de impulsuri de orologiu care depinde de natura microinstrucției și de modul de desfășurare a operațiilor în fiecare caz concret. Pentru a ilustra acest lucru s-a prevăzut ca generarea impulsurilor de orologiu să se facă condiționat atît de

Conținutul memoriei de comandă

Adresa	Conținutul microinstrucției												Microinstrucția apare în microprogramul pentru:
	Tipul M		MAG 1		UAL		MAG 2		MAG 3			S	Microoperații efectuate de microinstrucții
	MC 10	MC 9	MC 8	MC 7	MC 6	MC 5	MC 4	MC 3	MC 2	MC 1	MC 0		
1	2	3	4		5		6		7			8	9
0	0	0	Pd 0'		AD'		PdNA'		Pm RAO'			0	(NA) - RAO
1	0	0	Pd 1'		AD'		PdNA'		Pm NA'			0	(NA) + 1 → NA
2	0	0	Pd 0'		AD'		PdM'		Pm RAO' · RAO'			0	(M L RAO) → RAO' · RAO
3	0	0	Pd A'		AD'		PdM'		Pm A'			1	(M L RAO) + (A) → A
4	0	SCR	Pd A'		AD'		PdO'		Pm M'			1	(A) → M
5	0	0	Pd 0'		AD'		PdRAO'		Pm NA'			1	(RAO) → NA
6	1	0	TAN						5			0	Dacă A ⁷ = 1 atunci 5 → RA altminteri (RAO) + 1 → RAO
7	1	0	TNC						0			0	0 → RAO
8	1	0	TAI						5			0	Dacă A ₀ = 1 atunci 5 → RAO altminteri (RAO) + 1 → RAO
9	1	0	TNC						0			0	0 → RA
10	0	0	Pd 0'		AD'		PdO'		Dr'			1	¹ Dr (A) → A
11	0	0	Pd 0'		AD'		PdO'		Sl'			1	¹ Sl (A) → A
12	0	0	Pd A'		CPL'		PdO'		Pm A'			1	(A) → A
13	0	0	Pd 0'		AD'		PdO'		Pm A'			1	0 → A
14	1	0	TNC						0			0	0 → RAO
15	0	0	Pd 0'		AD'		PdO''		A (O) BPO'			1	0 → BPO

natura microinstrucției cit și de modul de desfășurare a operației și nu de către un generator de impulsuri de orologiu cu o succesiune a impulsurilor prestabilită.

Modul de condiționare a generării impulsurilor de orologiu precum și microoperațiile prevăzute pentru a fi executate pe durata perioadei unui anumit impuls de orologiu sînt date în algoritmul de mai jos.

La comanda de pornire (*POR*) se generează impulsul I_1 .

Impulsul I_1 : Se aduce microinstrucția de la adresa indicată de registrul adresei microinstrucției curente ($RA_{\mu}C$). Se generează apoi impulsul I_2 .

Impulsul I_2 : Se testează bitul $MC 10$ din cuvîntul microinstrucție (tipul microinstrucției). Dacă $MC 10=0$ (microinstrucție operațională), se generează impulsul I_3 , altminteri se generează impulsul I_7 .

Impulsul I_3 : Se execută comenzile codificate în cîmpurile M , $MAG 1$, $MAG 2$, $MAG 3$, și UAL . Apoi se generează impulsul I_4 .

Impulsul I_4 : Se testează cîmpul S din microinstrucție, (MCO). Dacă $MCO=1$, se înscrie O în RA_{μ} și se generează impulsul I_1 , altminteri se generează impulsul I_5 .

Impulsul I_5 : Se testează cîmpul $MAG 3$. Dacă în acest cîmp se găsește codul 001 (corespunzător comenzii $RmRA_{\mu} RAO'$). Se generează impulsul I_1 , altminteri se generează impulsul I_6 .

Impulsul I_6 : Se formează adresa microinstrucției următoare prin incrementarea conținutului registrului RA_{μ} . Se generează apoi impulsul I_7 .

Impulsul I_7 : Se testează îndeplinirea condițiilor de salt. Dacă condiția de salt este îndeplinită se transferă partea de adresă din microinstrucție în RA_{μ} și apoi se generează impulsul I_1 , altminteri se generează impulsul I_6 .

8. Blocurile microcalculatorului

8.1. *Memoria operativă (M)*. Memoria operativă este o memorie semiconductoră realizată cu circuite integrate *CDB 481* (memorie de 16×1 bit). Datele aflate la o anumită locație din memorie sînt disponibile la ieșirea de date a memoriei după cca 300 ns de la stabilirea adresei și pot fi predate în $MAG 2$ la comanda PdM (fig. 3). La comanda *SCR*, datele primite la intrarea de date a memoriei, fie din generatorul de cuvinte (la comanda Pm/GC) fie din $MAG 3$ (la comanda $Pm/MAG 3$) sînt înscrise în locația de memorie adresată de registrul adresei memoriei operative (RAO).

8.2. *Registrul RAO*. Registrul RAO primește adresa instrucției următoare, fie din generatorul de cuvinte (la comanda $Pm RAO/GC$), fie din $MAG 3$ (la comanda $Pm RAO/MAG 3$). RAO primește semiocetelul din dreapta din GC , respectiv $MAG 3$. Adresa din RAO poate fi predată în $MAG 2$ la comanda $Pd RAO$.

8.3. *Numărătorul de adrese (NA)*. Are funcția de a memora adresa instrucției următoare din M . Registrul NA primește adresa din $MAG 3$ la comanda $Pm NA$ și poate preda adresa în $MAG 2$ la comanda $Pd NA$. Incrementarea se face prin intermediul unității aritmetice.

8.4. *Unitatea aritmetică și logică (UAL)*. Unitatea aritmetică și logică este compusă dintr-un sumator cu 8 cifre binare (*SUMATOR*), realizat cu două sumatoare integrate cu 4 bit, circuitul integrat *CDB 483* și un circuit pentru inversarea codului numărului aplicat la intrare (*INV*), realizat cu circuite inversoare. Ieșirile sumatorului reunite cu ieșirile inversorului sînt legate la magistrala $MAG 3$. În acest fel, la comanda de adunare (*AD*) se trimite în magistrala $MAG 3$ suma (modulo 2^8) a numerelor binare aflate în acel moment în magistrala $MAG 2$ și $MAG 1$, iar la comanda de inversare (*CPL*) se trimite în magistrala $MAG 3$ codul invers al numărului aflat în $MAG 2$ (complementul redus).

8.5. *Registrul acumulator (A)*. Registrul A este realizat cu două registre de deplasare cu patru ranguri, circuit integrat *CDB 495*, prevăzute cu circuite exterio-

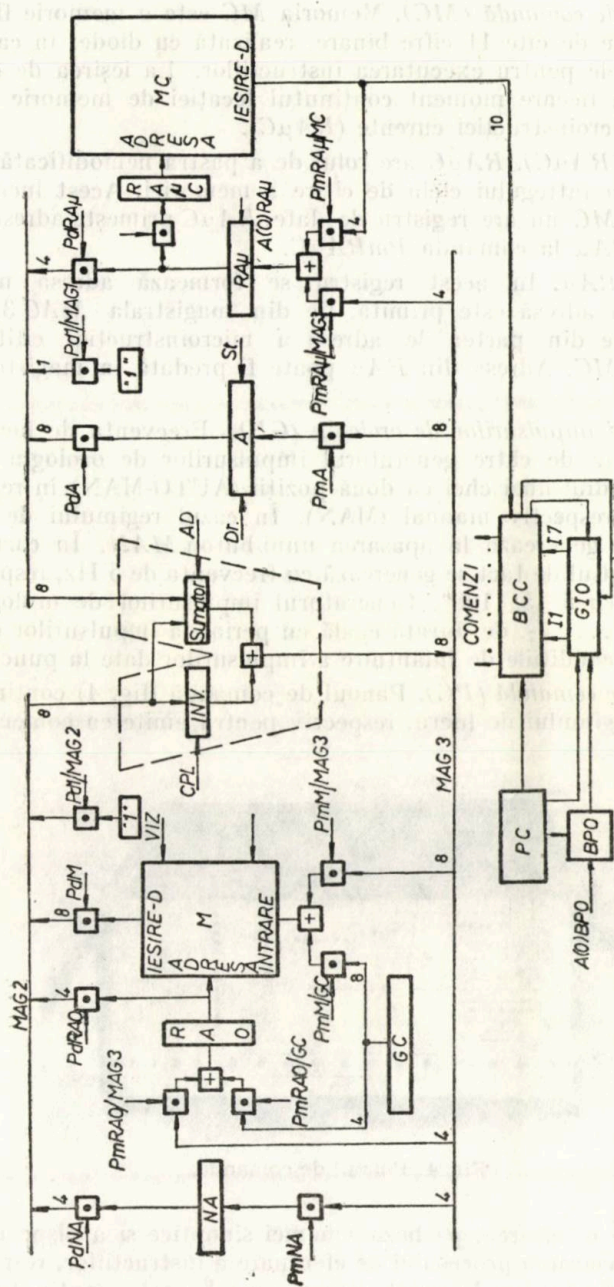


Fig. 3. Schema bloc a microcalculatorului

oare pentru realizarea deplasării la stînga cu o poziție. Registrul acumulator primește numărul aflat în magistrala MAG 3 la comanda PmA și predă conținutul său în magistrala MA 2 la comanda PdA . La comanda Dr conținutul acumulatorului se deplasează cu o poziție la dreapta, iar la comanda St cu o poziție la stînga.

8.6. *Memoria de comandă (MC)*. Memoria MC este o memorie fixă cu o capacitate de 16 cuvinte de cîte 11 cifre binare, realizată cu diode, în care sînt memorate microprogramele pentru executarea instrucțiilor. La ieșirea de date a memoriei MC se află în fiecare moment conținutul locației de memorie adresată prin registrul adresei microinstrucției curente ($RA_{\mu}C$).

8.7. *Registrul ($RA_{\mu}C$)*. $RA_{\mu}C$ are rolul de a păstra nemodificată adresa microinstrucției pe durata întregului ciclu de citire a memoriei. Acest lucru este necesar deoarece memoria MC nu are registru de date. $RA_{\mu}C$ primește adresa microinstrucției din registrul RA_{μ} la comanda $PmRA_{\mu}C$.

8.8. *Registrul RA_{μ}* . În acest registru se formează adresa microinstrucției următoare. Această adresă este primită, fie din magistrala MAG 3, la comanda $PmRA_{\mu}/MAG\ 3$, fie din partea de adresă a microinstrucției citită din MC la comanda $PmRA_{\mu}/MC$. Adresa din RA_{μ} poate fi predată în magistrala MAG 1 la comanda $PdRA_{\mu}$.

8.9. *Generatorul impulsurilor de orologiu (GIO)*. Frecvența de lucru a microcalculatorului este dată de către generatorul impulsurilor de orologiu. Acesta poate fi pus, prin intermediul unei chei cu două poziții (AUTO-MAN) în regimul de lucru automat (AUTO), respectiv manual (MAN). În cazul regimului de lucru manual impulsul de tact se generează la apăsarea unui buton MAN. În cazul regimului de lucru automat impulsul de tact se generează cu frecvența de 5 Hz, respectiv 100 kHz, funcție de poziția cheii „5–100“. Generatorul impulsurilor de orologiu emite cele șapte impulsuri $I_1, \dots, I_7$, de durată egală cu perioada impulsurilor de tact. Structura sa rezultă din condițiile de înlanțuire a impulsurilor date la punctul 7.

8.10. *Panoul de comandă (PC)*. Panoul de comandă (fig. 4) conține toate cheile pentru stabilirea regimului de lucru, respectiv pentru emiterea comenzilor manuale.

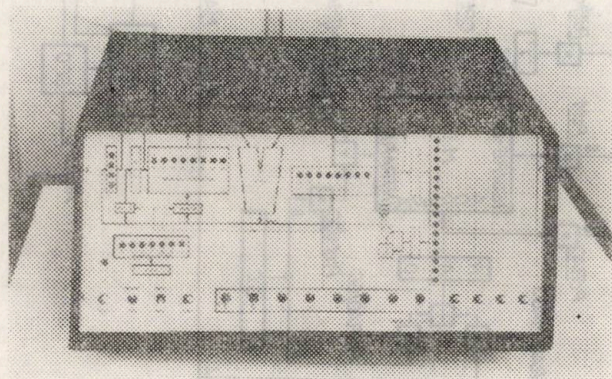


Fig. 4. Panoul de comandă.

Totodată el permite urmărirea, pe baza schemei sinoptice și a dispozitivelor de afișare luminoasă desfășurarea procesului de efectuare a instrucțiilor, respectiv a microinstrucțiilor și înlanțuirea lor. În acest scop se vizualizează: conținutul impulsurilor de orologiu, conținutul numărătorului de adrese, conținutul acumulatorului și microinstrucția selectată din MC, iar la comanda VIZ, conținutul locației din memoria M adresată de RAO .

8.11. *Magistralele de date.* Cele trei magistrale de date: MAG 1, MAG 2 și MAG 3 asigură transferul datelor între registre cu, sau fără, prelucrarea acestora în timpul transferului. În acest scop ele sînt conectate la registrul emițător prin comenzi de predare a datelor în magistrală și la registrul receptor prin comenzi de primire a datelor din magistrală. Pentru predarea constantei 1 în magistrala MAG 1, în vederea incrementării conținutului unui registru, se aduce poziția cea mai puțin semnificativă din magistrala în starea 1 prin comanda $Pd\ 1/MAG\ 1$ respectiv $Pd\ 1/MAG\ 2$. Constanta 0 se obține atunci cînd nu există nici o comandă de predare, ceea ce este identic cu comanda $Pd\ 0$. În cîmpul MAG 2 nu este codificată comanda $Pd\ 1'$ deoarece apare întotdeauna la impulsul I_6 (vezi punctul 7) deci $Pd\ 1/MAG\ 2 = I_6$.

8.12. *Blocul circuitelor de comandă (BCC).* Aceste circuite generează comenzile pentru blocurile microcalculatorului pe baza cărora se execută transferurile și prelucrările datelor. BCC primește cuvîntul microinstrucție din memoria de comandă (din care în urma decodificării rezultă comenzile referitoare la blocuri notate în tabelul 3 cu prim) impulsurile de orologiu, comenzile de la panoul de comandă și informațiile privind rezultatele operațiilor (A_0 și A_7). O comandă pentru bloc se generează pe baza comenzii primite de la panou (de exemplu, $PmRAO/GC = I_{INAD}$ (unde I_{INAD} este un impuls generat la apăsarea cheii INAD) sau prin reuniunea produselor logice între comenzile referitoare la bloc conținute în microinstrucții și impulsurile de orologiu în timpul cărora se execută (de exemplu, $PmRAO/MAG\ 3 = PmRAO' \cdot I_3 + PmRAO \cdot RAO' \cdot I_3$).

9. **Încheiere.** Microcalculatorul prezentat a fost realizat practic la Catedra de calculatoare a Institutului politehnic „Traian Vuia” din Timișoara în cadrul proiectului de diplomă. „Microcalculator didactic microprogramat” autori P. Crișincov, M. Jacob și C. Istrati, conducător științific V. Pop.

Autorii țin să mulțumească și pe această cale tov. prof. dr. ing. Alexandru Rogojan pentru îndemnul la scrierea acestui articol, precum și pentru indicațiile și sfaturile prețioase date în timpul redactării lucrării.

BIBLIOGRAFIE

- [1] A. Rogojan — „Calculatoare numerice” vol. I și 2, I.P. „T. V.”, Timișoara 1973—1974.
- [2] A. Rogojan, V. Pop, V. Coifan — „Microcalculator didactic” Buletinul științific și tehnic al IPT, Seria Electrotehnică, Nr. 2 1978.
- [3] A. Petrescu — „Microprogramare. Principii și aplicații”, Editura tehnică, București, 1974.
- [4] S. Husson — „Microprogramming Principles and Practice” Printice-Hall Inc. New Jersey, 1971.

MIKROPROGRAMMIERTER RECHNER FÜR DIDAKTISCHE ZWEKE

ZUSAMMENFASSUNG

Der beschriebene synchrone und parallele Rechner veranschaulicht die Organisations- und Funktionsweise eines mikroprogrammierten Rechners. Die Organisationsweise kann man auf dem Steuerpult des Rechners verfolgt werden. Das Programm wird in den Rechner in binärer Form gespeichert und kann mit einer Taktfrequenz von 5 Hz, 100 kHz oder Schrittweise durchgeführt werden. Bei schrittweiser Funktion (und auch bei der Taktfrequenz von 5 Hz) kann man die Durchführung eines der 11 Befehlen, sowie der Mikrobefehlen aus welchen jeder einzelne Befehl besteht, mittels Lichtsignalen beobachten. Die Kapazität des Hauptspeichers ist 16×8 bit und die des Festspeichers (Mikrobefehlsspeicher) 16×11 bit. Bei der Herstellung des Rechners wurden hauptsächlich MSI integrierte Schaltungen verwendet.

DISPOZITIV CABLAT, ÎN FORMĂ DE MATRICE PENTRU REALIZAREA ÎMPĂRȚIRII BINARE.

DE

AUREL SOCENEANȚU

Lucrarea se referă la o schemă logică cablată de realizare a împărțirii, după algoritmul *SRT*, avînd o formă matriceală și folosind ca modul un element sumator cu transfer înmagazinat, care stă la baza realizării structurii matriceale.

Schema logică cablată de realizarea împărțirii după algoritmul regenerării resturilor parțiale, avînd o formă matriceală și folosind ca element de bază al modulului un scăzător cu programarea transferului din rang în rang este cunoscută [1, 2, 3].

Dezavantajul principal al schemei constă în faptul că pentru a se obține o cifră a cîtului se face o scădere a împărțitorului dintr-un rest parțial, cu o propagare a transferului din rang în rang. Rezultă că timpul necesar obținerii unei cifre a cîtului este cu atît mai lung cu cît operanzii sînt mai lungi (conțin mai multe cifre). Această situație se datorește algoritmului de împărțire folosit, care stabilește cifra cîtului în funcție de valoarea transferului propagat de rangul cel mai semnificativ, acesta fiind cunoscut numai după ce s-au realizat toate operațiile din rangurile mai puțin semnificative și se cunoaște exact valoarea restului parțial.

Lucrarea de față elimină acest dezavantaj prin aceea că folosește un sumator cu propagare limitată a transferului la care rezultatul apare sub formă de două șiruri de cifre, unul corespunzînd sumelor modulo doi și celălalt transferurilor, împreună cu algoritmul *SRT* de împărțire, care permite stabilirea cifrelor cîtului în funcție de primele 2 cifre mai semnificative ale restului parțial chiar și cînd acesta apare sub formă de două șiruri de cifre, aceasta ducînd la un timp scurt în care se obține următorul rest parțial egal cu timpul T_1 de stabilire a cifrei cîtului plus T_2 de însumare într-un rang, fără propagare de transfer.

În cele ce urmează se prezintă un exemplu de schemă logică de împărțire, bazat pe principiul expus în lucrare, după cum se vede și în figura 1. De împărțitul s a notat cu $D = D_0.D_1 D_2 D_3$, împărțitorul cu $d = d_0.d_1 d_2 d_3$, acestea fiind datele de intrare și rezultă cîtul notat cu $q = q_0.q_1.q_2.q_3$. Prin S_i s-a notat suma modulo 2 iar prin b_i transferurile rangului i .

Schema logică conține un număr de module, 1 ... 16, egal cu produsul dintre numărul cifrelor cîtului și cel a împărțitorului ca și în figura 1. Deîmpărțitul care este scris în codul complement de 2 se introduce în modulele din primul rînd, la care se introduc de asemenea și biții împărțitorului. Din analiza primilor doi biți D_0 și D_1 conform algoritmului de împărțire *SRT*, un subansamblu Q_0 stabilește valoarea q_0 care poate fi 1, 0 sau $\bar{1}$ și care se introduce simultan în toate modulele 1 ... 4 din primul rînd. Acestea formează în ansamblu un sumator cu patru ranguri, cu transfer înmagazinat, și produc la ieșirea lor în paralel, primul rest parțial R^1

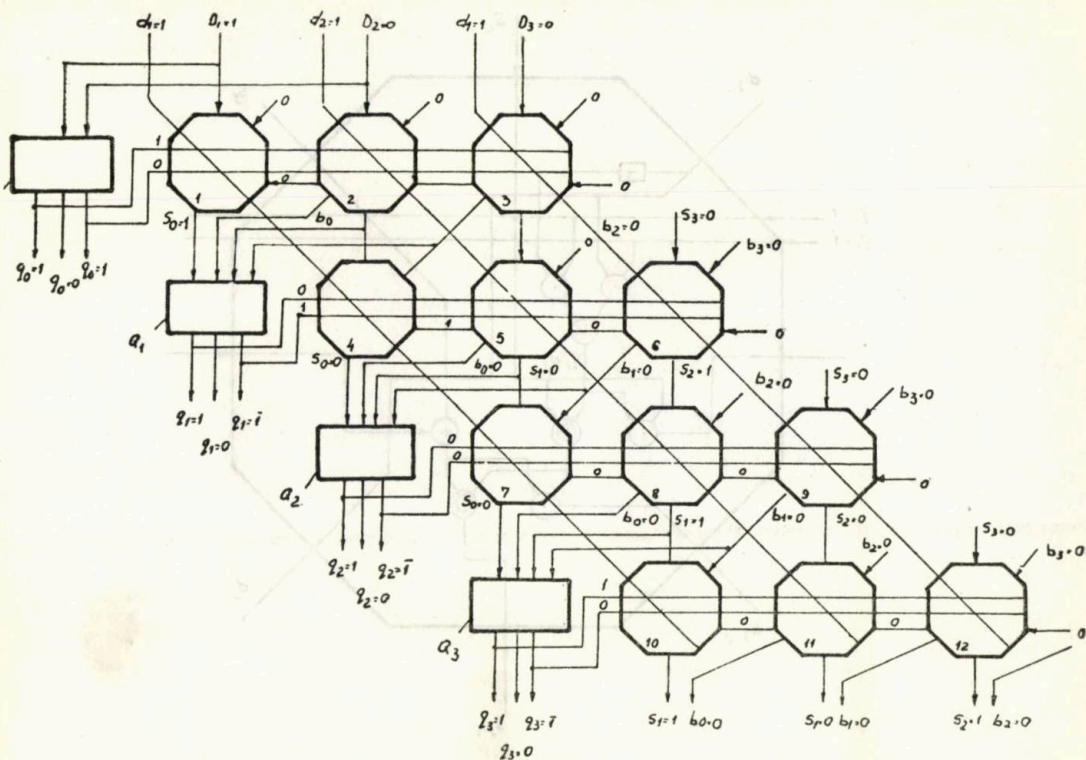


Fig. 1.

care constă de fapt din două șiruri de cifre după cum se arată în [4] și care se poate scrie în felul următor :

$$R^1 = \{R_0, R_1, R_2, R_3\} = \begin{Bmatrix} S_0 & S_1 & S_2 & S_3 \\ b_0 & b_1 & b_2 & b_3 \end{Bmatrix}$$

Dacă se consideră că timpul de răspuns al circuitelor logice *SI*, *SAU* și *EXCLUSIV SAU* este egal cu 1τ , atunci din fig. 2 se vede că timpul de răspuns al unui modul este egal cu 4τ .

Din analiza primilor doi biți R_0 și R_1 ai primului rest parțial cărora le corespund variabilele S_0 , S_1 , b_0 și b_1 , un subansamblu Q_1 poate stabili valoarea bitului citului q_1 , care ca și q_0 poate fi egal cu 1, 0 sau $\bar{1}$. Ținând cont că la sumatoarele cu transfer înmagazinat există întotdeauna relația :

$$b_0 \cdot S_1 = 0$$

toate combinațiile posibile între variabilele care determină valoarea lui q_1 și valoarea corespunzătoare a lui q_1 sînt prezentate în tabelul 1, unde sînt indicate și cazurile ce nu pot apare deoarece ar duce la depășirea limitelor între care resturile parțiale R_i pot lua valori, conform algoritmului *SRT*. Conform figurii 2 se pot scrie relațiile :

$$\begin{aligned} \bar{q}_1 &= \bar{b}_0 \cdot S_0 \cdot \bar{b}_1 \bar{S}_1 \\ q_1 &= b_0 \cdot b_1 \vee S_0 \cdot (b_1 \vee S_1) \\ q_0 &= \bar{q}_1 \cdot \bar{q}_1 \end{aligned} \quad (1)$$

care sînt conținute de către fiecare subansamblu Q .

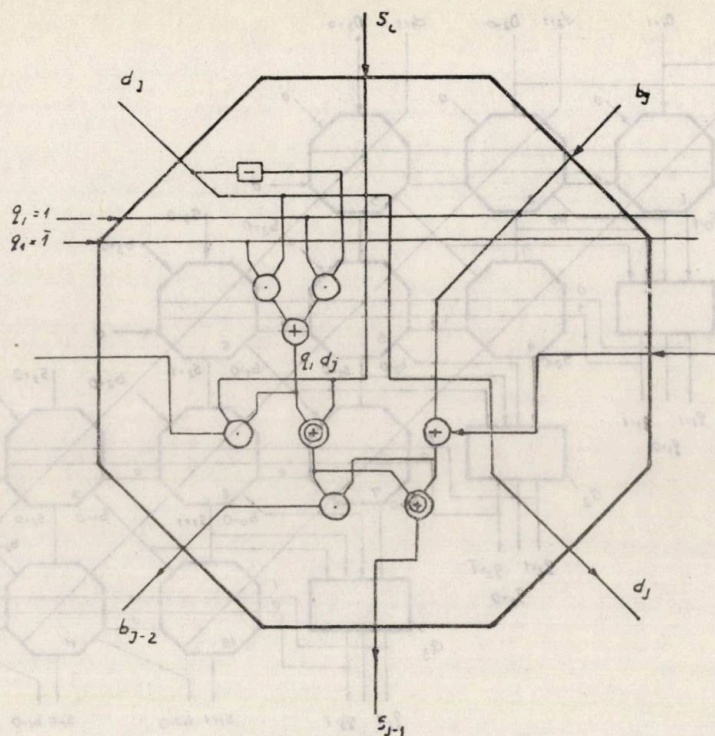


Fig. 2.

Timpul în care se determină valoarea bitului cîtului este 2τ .

Tabelul 1

Nr.	b_0	S_0	b_1	S_1	$R_0 \cdot R_1$	N	$q_i - 1$
1	0	0	0	0	0·0		0
2	0	0	1	0	0·1		1
3	0	1	0	0	1·0		1
4	0	1	1	0	1·1		0
5	1	0	0	0	1·0		Depășește domeniul
6	1	0	1	0	1·1		Depășește domeniul
7	1	1	0	0	0·0		0
8	1	1	1	0	0·1		1
9	0	0	0	1	0·1		1
10	0	0	1	1	1·0		Depășește domeniul
11	0	1	0	1	1·1		0
12	0	1	1	1	0·0		0

Avantajele schemei logice rezultă din timpul scurt al ciclului de împărțire și care este egal cu 6τ , dintre care în 2τ se determină valoarea bitului cîtului q_i , cînd e dat restul parțial R_i și în 4τ se determină valoarea următorului rest parțial R_{i+1} .

În continuare se prezintă un exemplu de împărțire pentru cazul $D=0.101$, $d=0.110$ ($-d=1.010$).

$$\left\{ \begin{array}{ccc} 0. & 1 & 0 \\ 0. & 0 & 0 \end{array} \right\} \quad D=R_0 \quad q_0=1$$

$$1. \ 1 \ 0 \ 1 \quad -d$$

$$\left\{ \begin{array}{ccc} 1. & 1 & 0 \\ 0. & 0 & 0 \end{array} \right\} \quad R_1/2=R_0-d$$

$$\left\{ \begin{array}{ccc} 1. & 0 & 1 \\ 0. & 0 & 0 \end{array} \right\} \quad R_1 \quad q_1=1$$

$$0. \ 1 \ 1 \ 1 \quad +d$$

$$\left\{ \begin{array}{ccc} 1. & 0 & 0 \\ 1. & 0 & 0 \end{array} \right\} \quad R_2/2=R_1+d$$

$$\left\{ \begin{array}{ccc} 0. & 0 & 1 \\ 0. & 0 & 0 \end{array} \right\} \quad R_2 \quad q_2=0$$

$$\left\{ \begin{array}{ccc} 0. & 1 & 0 \\ 0. & 0 & 0 \end{array} \right\} \quad R_3=2R_1 \quad q_3=1$$

$$1. \ 0 \ 0 \ 1 \quad -d$$

$$\left\{ \begin{array}{ccc} 1. & 1 & 0 \\ 0. & 0 & 0 \end{array} \right\} \quad R_4/2=R_3-d$$

$$\left\{ \begin{array}{ccc} 1. & 0 & 1 \\ 0. & 0 & 0 \end{array} \right\} \quad R_4$$

Verificarea împărțirii

$$2^4 \cdot R_4 = 1. \ 0 \ 1 \ 0 = -0. \ 1 \ 1 \ 0$$

$$Q = 1. \ 1 \ 0 \ 1 = 0. \ 1 \ 0 \ 1$$

$$0 \ 1 \ 1 \ 1$$

$$0 \ 0 \ 0 \ 0$$

$$0 \ 1 \ 1 \ 1$$

$$0 \ 0 \ 0 \ 0$$

$$0. \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1$$

$$R_4 = -0. \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1$$

$$D = 0. \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0$$

Valorile resturilor parțiale R_1, R_2, R_3 și R_4 sunt indicate și în figura 1, unde celulele 4, 8, 12 și 16 sunt puțin diferite de celula din figura 2, prin aceea că acestea trebuie să adauge un 1 la valoarea restului parțial în cazul în care se folosește complementul lui d pentru obținerea următorului rest parțial.

Concluzii. Metoda de împărțire propusă are la bază o schemă logică cablată sub formă de matrice, dimensiunile acesteia fiind $n \times n$ ca și în figura 1. Metoda se

caracterizează prin aceea că realizează împărțirea după algoritmul de împărțire *SRT*, avînd ca modul de bază al matricei toate cifrele citului și a restului parțial fără a mai fi necesare impulsuri de tact, odată ce s-a declanșat funcționarea schemei.

Metoda de împărțire se poate modifica ușor, reducînd volumul de echipament, în sensul folosirii unei scheme cablate sub formă de matrice unidimensională cu n module, caracterizată prin aceea că realizează împărțirea după algoritmul *RST*, avînd ca modul de bază al matricei un element sumator cu transfer înmagazinat și la care ieșirile care reprezintă restul parțial $R_i/2$ se aduc la intrare în tactul următor în vederea obținerii următorului rest parțial $(R_i+1)/2$ și a cifrei q_i a citului. Pentru a se obține rezultatele în mod corect, în acest caz e nevoie de un semnal de tact, care reduce viteza de lucru a ansamblului față de soluția matriceală expusă.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Robertson, J. E., „A new class of digital division methods“ IRE Transaction, EC—7, pg. 216—222, September 1958.
- [2] Tocher, P. D., „Techniques of multiplication and Division for automatic binary computers“ Quart Jour. Mech. Appl. Math. Vol. II, Part 3, pg. 364—384, 1958.
- [3] Schively, R. R., „Stationary distributions of partial remainders in SRT division“. Ph. D. Thesis (DCL Report No. 136), University of Illinois, Urbana, Illinois, June 1963.
- [4] Robertson J. E., „Redundant Number Systems for Digital Computer Arithmetic“. Notes for the University of Michigan Engineering Summer Conference, Topics in the Design of Digital Computing Machines, Ann Arbor Michigan, July, 1959.

A LOGIC ARRAY FOR BINARY DIVISION

SUMMARY

A logic array for binary division is presented. The array has the advantage of getting the quotient in 6τ for every binary digit.

PROBLEME ALE TRATĂRII OPERAȚIILOR DE INTRARE/IEȘIRE ÎNTR-UN SISTEM DE OPERARE TIMP REAL

DE

V. CREȚU, M. PETRU, A. FURTUNESCU, ELENA VĂCĂRESCU

1. Introducere. Prezenta lucrare își propune să trateze problematica rezolvării operațiilor de intrare/ieșire specifice sistemului de operare „FSPS” specializat în aplicații de proces, proiectat și realizat în cadrul Centrului de calcul al Institutului politehnic [1].

Arhitectura software concepută e cea specifică unui sistem timp real de tipul „task oriented system” [2]. Funcția esențială a sistemului de operare constă în gestionarea resurselor configurației calculatorului de proces de concepție românească FELIX C-32P : procesor (unitate centrală), memorie principală, memorie secundară, taskuri, dispozitive I/E. Modulele sistemului de operare „FSPS” rezolvă conflictele de acces, optimizează performanțele și simplifică utilizarea efectivă a sistemului [3].

În cele ce urmează se ia în considerare în principal resursa dispozitive periferice. Aceasta necesită un regim special de gestionare datorită pe de o parte complexității și diversității sale, iar pe de altă parte datorită legăturilor strânse care există între politica de gestionare și configurația hardware a sistemului.

În cazul sistemului de calcul menționat anterior se consideră 2 unități de discuri, o consolă operator, o imprimată, 4 console alfanumerice de tip „DAF” și dispozitive necesare culegerii informațiilor și conducerii procesului industrial.

2. Politica de gestionare a resurselor periferice. În proiectarea modulelor sub-sistemului care realizează funcțiile aferente operațiilor I/E s-au luat în considerare următoarele cerințe :

- timp de răspuns cât mai scurt la solicitările exterioare ;
- siguranță sporită în funcționare ;
- necesar minim de memorie ;
- tratarea automată a erorilor operațiilor de I/E cu accent deosebit pe redirectare ;
- regie redusă a sistemului (overhead).

În accepțiunea acestor cerințe, în proiectare au fost adoptate următoarele strategii :

În primul rînd, cererile de operații I/E se înlănțuie în ordinea sosirii lor în siruri de așteptare specifice perifericelor solicitate conform algoritmului FIFO (first in-first out). În al doilea rînd sistemul este înzestrat cu 2 unități de discuri cu pile sistem identice. Din punct de vedere logic la un moment dat e luată în considerare o singură unitate de discuri urmînd ca în cazul detectării unei erori ireparabile sau în cazul intervenției operatorului să se producă schimbarea adresei fizice a unității deci comutarea discurilor.

În al treilea rînd imprimanta, este privită ca un periferic nepartajabil ea fiind afectată de către sistem primului task care a solicitat-o. Afectarea este efectivă pe toată perioada execuției task-ului, dezafectarea putînd să aibă loc automat în momentul terminării execuției codului task-ului sau la decizia utilizatorului printr-un

apel sistem specific. Cererile de transfer spre imprimantă sînt luate în considerare doar dacă provin din taskul căruia i-a fost afectată, restul cererilor determină trecerea taskurilor care le solicită în starea „așteptare” urmînd ca la eliberarea imprimantei ele să fie reconsiderate.

În cel de-al patrulea rînd, subsistemul este înzestrat cu posibilitatea de comutare a perifericelor (redirectare) caracteristică ce va fi tratată ulterior mai pe larg.

Structura generală a modului în care sînt tratate operațiile *I/E* apare în figura 1.

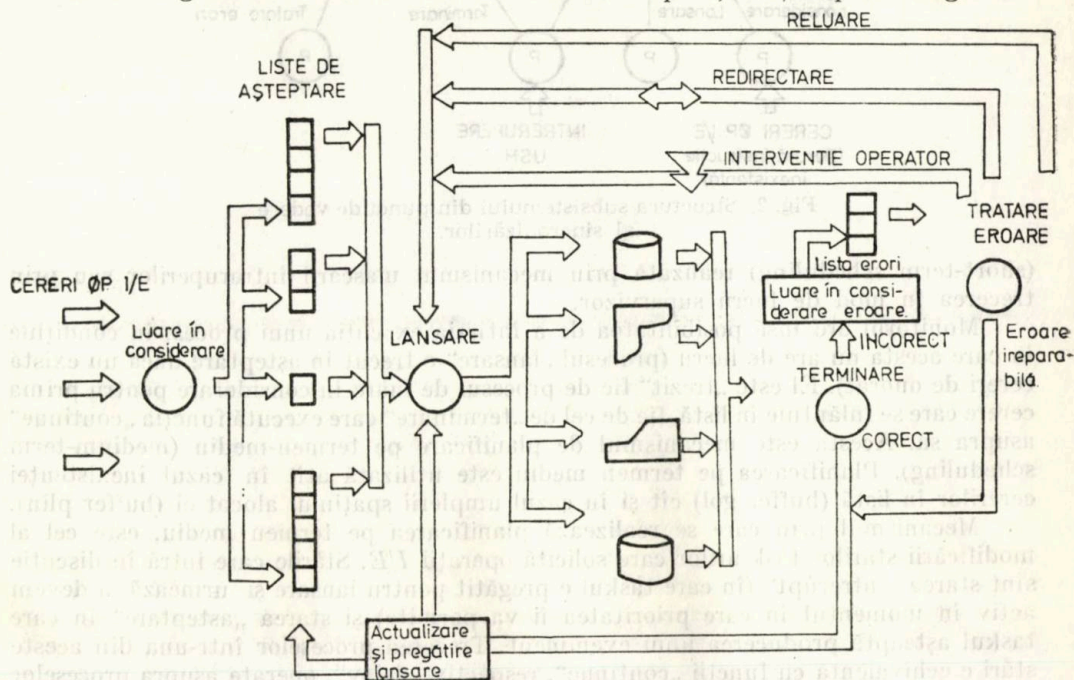


Fig. 1.

Se observă că în realizarea unei operații de *I/E* există mai multe momente distincte: luarea în considerare, lansarea, terminarea și tratarea eventualelor erori. Fiecare din aceste momente e de fapt un proces ciclic care se desfășoară în mod continuu, independent de celelalte. Astfel cererile de operații *I/E* sosesc în mod aleator din proces, independent de modul dacă sînt lansate sau nu în execuție, erorile sînt tratate în mod continuu în accepțiunea existenței lor, lansarea în execuție are loc în funcție de disponibilitatea resurselor periferice, etc. Deși procesele se desfășoară în mod independent, obligatoriu apare necesitatea sincronizării lor. În acest scop au fost definite resurse interne (buffere) care au funcții de monitorare și care realizează acest deziderat [4].

3. Monitoarele — elemente de bază ale sincronizării proceselor. În cazul nostru se definesc următoarele date partajabile cu funcții de monitor:

- lista de așteptare a cererilor de op. *I/E* (CHANQ)
- lista erorilor (ERQUE).

Primul monitor sincronizează procesele de luare în considerare, lansare și terminare a operațiilor *I/E*.

Inițial toate cele trei procese sînt blocate. Apariția primei cereri „trezește” procesul de luare în considerare care solicită acces la listele de așteptare, le completează după ce obține acest acces și „trezește” procesul de lansare. Acesta urmează să lanseze op. *I/E* în momentul în care va fi selectat de procesor. Acelese simultane la resursă (luare în considerare, terminare) se rezolvă printr-o planificare de termen scurt

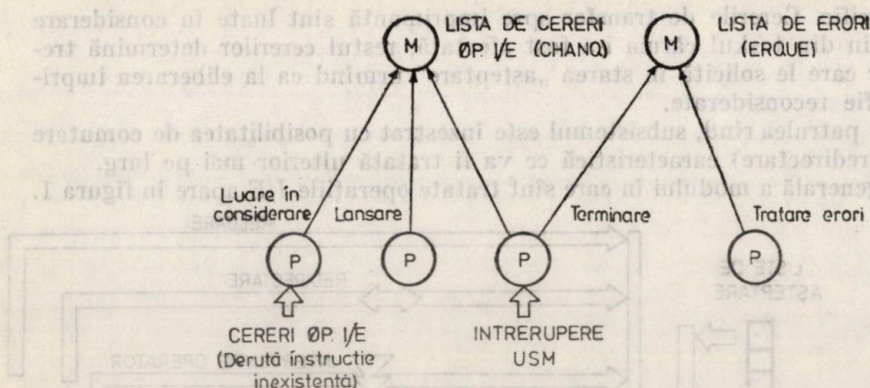


Fig. 2. Structura subsistemului din punct de vedere al sincronizărilor.

(short-term scheduling) realizată prin mecanismul mascării întreruperilor sau prin trecerea în mod de lucru supervizor.

Monitorul are însă posibilitatea de a întârzia execuția unui proces, în condițiile în care acesta nu are de lucru (procesul „lansare” e trecut în așteptare dacă nu există cereri de onorat). El este „trezit” fie de procesul de luare în considerare pentru prima cerere care se înlanțuie în listă, fie de cel de „terminare” care execută funcția „continue” asupra sa. Acesta este mecanismul de planificare pe termen mediu (medium-term scheduling). Planificarea pe termen mediu este utilizată atât în cazul inexistenței cererilor în listă (buffer gol) cât și în cazul umplerii spațiului alocat ei (buffer plin).

Mecanismul prin care se realizează planificarea pe termen mediu, este cel al modificării stărilor task-urilor care solicită operații I/E. Stările care intră în discuție sînt starea „întrerupt” (în care taskul e pregătit pentru lansare și urmează a deveni activ în momentul în care prioritatea îi va permite) și starea „așteptare” în care taskul așteaptă producerea unui eveniment. Trecerea proceselor într-una din aceste stări e echivalentă cu funcții „continue”, respectiv „delay”, operate asupra proceselor respective [5], [6].

Cel de-al doilea monitor, care asigură accesul la lista de erori se comportă în mod analog, el asigurînd sincronizarea proceselor de terminare a operațiilor de I/E, cu tratarea erorilor dacă este cazul.

Structura subsistemului din punct de vedere al sincronizărilor apare în figura 2. Cu P s-au notat procesele, cu M — monitoarele iar săgețile indică drepturile de acces ale proceselor la monitoare.

O mențiune specială trebuie făcută în legătură cu noțiunea de execuție paralelă a proceselor. În sistemul de calcul prezentat acest concept are două aspecte :

1. execuția paralelă propriu-zisă (lucrul în paralel al unității centrale cu unitatea de schimburi multiple) ;
2. execuția pseudo-paralelă — realizată prin multiprogramare (monitorul listă de priorități a proceselor).

Conceptele de sincronizare anterior precizate se aplică în cazul ambelor tipuri de paralelism.

4. Procesele — elemente de execuție ale operațiilor E/I. Arhitectura generală a sistemului de operare FSPS cuprinde o serie de procese și monitoare. În general distingem 2 categorii mari de procese :

- procesele sistem care implementează funcțiile propriu-zise ale sistemului de operare ;
- procesele utilizator pe care le vom numi task-uri și care implementează funcțiile de conducere ale proceselor industriale.

Precizăm că operațiile prin care procesele se activează unele pe altele sau se trec în așteptare, sînt secvențe specifice ale monitoarelor care le sincronizează. Realizarea efectivă a sincronizării are însă loc la inițiativa unui monitor special numit „lista de priorități a proceselor” care alocă timpul de lucru al unității centrale.

Obiectul lucrării de față îl constituie însă subsistemul care implementează operațiile de *I/E* ale sistemului de operare FSPS, și are ca elemente de execuție patru procese sistem sincronizate de 2 monitoare. În continuare se detaliază funcțiile pe care le îndeplinesc aceste procese sistem.

4.1. *Luarea în considerare a operației I/E.* Procesul care realizează luarea în considerare a operației de *I/E*, asigură de fapt interfața între utilizator și sistem avînd două funcții esențiale.

1. validează și înlănțuie cererile de operații *I/E* în listele de așteptare (interacțiunea programelor-sistem)

2. permite modificarea din punct de vedere software a configurației perifericelor (interacțiunea operator-sistem).

Referitor la prima funcție, trebuie precizat că programatorii dispun de o serie de apeluri sistem specifice operațiilor *I/E* prin intermediul cărora ei precizează modul în care doresc să decurgă aceste operații. Aceste apeluri sînt cele cunoscute din documentația sistemului (EXUP, WAIT, ABORT, RELEASE) funcțiile lor au fost însă modificate în raport cu cerințele impuse subsistemului realizat. Astfel, de exemplu, apelul sistem „RELEASE” dezafectează imprimanta, iar apelul „ABORT” produce comutarea discului de pe o unitate pe cealaltă.

Procesul ia cunoștință de apelurile sistem prin mecanismul „derută instrucție inexistentă” cu cod „2E”. Unui apel sistem îi este caracteristic un bloc de comandă al operației periferice, bloc a cărui referință e înlănțuită în lista de așteptare specifică perifericului solicitat.

După înlănțuirea primei cereri într-o listă vidă, procesul „luare în considerare” amorsează execuția procesului „lansare”.

În ceea ce privește interacțiunea operator-sistem, mecanismul care o materializează e cel al întreruperii panou. Prin dialog cu sistemul, operatorul de proces poate cunoaște mapping-ul dispozitivelor periferice, poate invalida sau valida anumite dispozitive sau poate cere redirectarea operațiilor.

Validarea, invalidarea și redirectarea se traduc de fapt prin modificări ale mapping-ului dispozitivelor periferice și au drept scop asigurarea funcționării continue și corecte a procesului condus.

4.2. *Lansarea operațiilor I/E.* Procesul care realizează această sarcină se execută în unitatea centrală și are ca funcție esențială pregătirea și execuția unui *SIO* care lansează efectiv unitatea de schimburi multiple în realizarea operației *I/E*. Din acest moment, cele două unități lucrează în paralel. Unitatea centrală va relua execuția celui mai prioritar task, iar USM va continua execuția operației periferice.

Procesul de „lansare”, rezolvă întotdeauna cererea cea mai prioritară din lista specifică perifericului după care se trece singur în starea „în așteptare”.

Revitalizarea sa are loc fie la intervenția procesului de luare în considerare (în cazul primei cereri din listă) fie la intervenția procesului de terminare (în cazul terminării unei operații *I/E* pentru perifericul respectiv).

Operațiilor de intrare/ieșire lansate li se acordă o cuantă maximală de timp, depășirea căreia produce oprirea operației în curs și relansarea execuției sale (watch-dog). Procesul de lansare, declanșează acest orologiu de gardă pentru fiecare operație *I/E*.

4.3. *Terminarea operației I/E.* Procesul care analizează terminarea operației *I/E*, este sensibilizat de întreruperea unității de schimburi multiple. Odată devenit activ, el achită această întrerupere și determină perifericul care a generat-o. În cazul terminării normale a operației *I/E*, fapt constatat în urma analizei stării dispozitivului

periferic, procesul reactualizează lista de așteptare, pregătește activarea procesului de lansare pentru o nouă execuție (dacă mai există cereri în listă) după care se trece pe sine în așteptare.

Dacă operația *I/E* nu s-a terminat corect, un modul al acestui proces determină tipul erorii și prin intermediul monitorului „LISTA DE ERORI” înlanțuie eroarea în lista de erori conform algoritmului FIFO. Dacă eroarea înlanțuită este prima în listă, procesul de „terminare” activează procesul de „tratare a erorilor”.

Procesul de „terminare” poate fi activizat și de către procesul de „tratare a erorilor” pentru erori ireparabile, caz în care el lucrează ca pentru o întrerupere normală (scoate cererea din înlanțuire și pregătește execuția procesului „lansare”).

În orice condițiuni însă, după ce și-a terminat de executat funcțiile, procesul de „terminare” se trece singur în „așteptare”.

4.4. *Procesul de tratare a erorilor.* Problemele legate de tratarea și încercarea de reparare automată a erorilor sînt rezolvate de către un proces specific. Acesta prin intermediul unui monitor (fig. 2), prelucrează erorile care apar în lista de erori. În scopul tratării și rezolvării lor, erorile au fost categorisite în mai multe categorii :

1. Erori care necesită intervenția operatorului. Din această grupă fac parte erorile de tip „dispozitiv neoperațional”. În momentul detectării unei astfel de erori se tipărește un mesaj la consola și se așteaptă intervenția operator. Sistemul sesizează în mod automat momentul în care perifericul devine operațional și activează procesul de lansare, pentru perifericul în cauză.

2. Erori ireparabile. Acestea sînt erorile care nu pot fi rezolvate de către sistem. Prin intermediul blocului de comandă al operației se încunoștințează programatorul asupra acestui tip de eroare și se activează procesul de „terminare”.

3. Erori care se rezolvă prin reluare automată. Repararea acestor erori se încearcă prin reluarea execuției operației de un număr de ori, în mod automat de către sistem. De fapt se activează de un număr de ori procesul de lansare, fără modificarea listei de cereri. Dacă operația *I/E* nu se desfășoară pînă la urmă corect, ea este trecută în categoria erorilor ireparabile și tratată ca atare.

4. Erori care necesită comutarea. Aceste erori se referă la disc-uri în special. Deoarece discul e unitatea periferică indispensabilă funcționării sistemului ; o eroare ireparabilă pe acest aparat provoacă schimbarea adresei fizice a unității de discuri, deci comutarea discurilor și pregătirea pentru execuție a procesului de lansare.

5. Erori datorate orologiului de gardă. Aceste erori sînt sesizate de către întreruperile de timp. Procesul de tratare a erorilor, oprește operația pe dispozitivul periferic pentru care s-a depășit cuanta de timp maximală și relansează operația prin activarea procesului „lansare”.

În toate cazurile prezentate, procesul de tratare a erorilor după ce și-a executat funcțiile specifice, consultă prin intermediul monitorului „lista de erori”. Dacă mai există erori în listă, procesul se relansează pe el însuși. Dacă lista e vidă procesul trece în „așteptare”.

5. **Redirectarea.** Un element aparte care asigură buna funcționare a sistemului în orice condițiuni îl constituie redirectarea (posibilitatea de comutare a perifericelor). La apariția unor erori repetate sau ireparabile, prin decizie operator, dispozitivele se pot redirecta după cum urmează :

disc 1 → disc 2
consola alfanumerică i ↑ consola ↑ alfanumerică j ; $i \neq j$
imprimanta → consola operator
consola operator → consola alfanumerică.

O mențiune specială trebuie făcută cu privire la comutarea discului, operație care are loc automat la inițiativa sistemului în cazul detectării unei erori ireparabile (§ 4.4), la inițiativa utilizatorului prin apelul sistem „ABORT” sau prin decizie operator.

Ca o caracteristică generală a comutărilor se remarcă faptul că ele sînt transparente din punctul de vedere al utilizatorului; codul obiect al task-ului utilizator nu suferă nici o modificare. Transformările de adrese fizice al dispozitivelor periferice și modificările de comenzi sînt efectuate de către sistem.

Această operație de redirectare, e un concept modern la îndemîna operatorului de proces, prin intermediul căruia se pot aduce în mod continuu corective desfășurării procesului. Aplicarea eficientă a redirectării în conjunctură cu arhitectura hardware a sistemului, face practic imposibilă întreruperea conducerii procesului industrial din motive de defectare a dispozitivelor periferice.

6. Concluzii. Această lucrare încearcă să prezinte problematica generală a trării operațiilor *I/E* într-un sistem timp-real și modul în care a fost rezolvată această problematică în sistemul FSPS. Cerințele care au fost urmărite în mod deosebit au fost cele legate de siguranță în funcționare, tratare automată a erorilor, interfață simplă cu utilizatorul.

Dat fiind faptul că sistemul de operare timp real a fost proiectat pentru configurația calculatorului FELIX C-32/64, programele au fost concepute și realizate în limbajul de asamblare specific LAF.

În realizarea acestor programe s-au utilizat tehnici de programare menite să asigure modularitate, siguranță și un timp de răminere în sistem cît mai redus.

O mențiune specială trebuie făcută cu privire la testarea setului de programe realizat. Aceasta a fost efectuată prin simulare pe calculatorul FELIX-C 256 care este compatibil cu calculatorul FELIX C 32/64, scop în care au fost realizate o serie de programe conexe, de modificare și vizualizare a codului obiect generat. Datorită acestei activități laborioase de simulare și testare, în asamblarea finală a programelor ce alcătuiesc sistemul de operare, au fost necesare puține retușuri în ceea ce privește punerea la punct, a părților referitoare la tratarea operațiilor de intrare/ieșire.

La implementarea subsistemului au lucrat 4 cercetători timp de 6 luni de zile, rezultînd un produs extins pe aproximativ 5 K octeți de memorie.

O problemă deschisă pentru viitor constă din perfecționarea continuă a politicilor de gestiune a resurselor „dispozitive periferice” în scopul reducerii substanțiale a timpului de răspuns a sistemelor proiectate.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Al., Furtunescu, V. Crețu, M. Petru, E. Văcărescu., „Sistem de operare specializat în aplicații de proces, implementat pe calculatorul FELIX C 32 P”
- [2] I. Georgescu, „Sisteme de operare pentru calculatoare numerice”. Ed. Tehnică 1974.
- [3] S. E. Madnik, J. J. Donovan. „Operating Systems” Mc Grow Hill Book Company.
- [4] P. B. Hansen, „Concurrent Pascal Introduction”. Information Science California Institute of Technology.
- [5] Hoare, „Monitors: An Operating System Structuring Concept ACM 17,10 (oct. 1974) pag. 349—57
- [6] P. B. Hansen „Structured Multiprogramming” ACM July 1972 vol 15 Number 7.

PROBLEMS OF THE I/O OPERATION MANAGEMENT IN A REAL-TIME OPERATING SYSTEM

SUMMARY

The paper presents the implementation of the *I/O* operations of the real-time operating system FSPS C32/64, for a FELIX C-32 P hardware system.

The majore problems, the designers were concerned with, are the fiability, automatic error handling and simple interfacing with human operators.

The paper is presented in terms of monitors, classes, and processes, which are advanced concepts in process synchronization.

EXEMPLU DE PROGRAM PENTRU GESTIONAREA ÎN TIMP REAL A RESURSELOR.

DE

A. SOCENEANȚU, I. BALLA, ELENA BALLA, MARIANA HENTEA
MARIOARA ROȘU

1. Introducere. În lucrare se prezintă un program scris în limbajul Pascal Concurrent. Programul reprezintă embrionul unui sistem de operare în timp real care are ca obiectiv urmărirea informației în cadrul unui subsistem informatic dintr-o întreprindere. S-a avut în vedere ca programul să nu fie prea complex, dar totodată să cuprindă toate aspectele unei aplicații complexe din punct de vedere calitativ.

Obiectul aplicației este următorul: dându-se o curbă de variație teoretică în timp pentru un material aflat în trei magazine distincte să se furnizeze la consolă rapoarte la cerere sau periodic privind situația stocurilor de materiale din magazie, în condițiile în care în magazie se introduc și se scot materiale în mod aleatoriu.

Dialogul între operator și calculator se face prin consolă de la care se realizează :

1. Inițializarea sistemului
2. Oprirea sistemului
3. Actualizarea magaziiilor
4. Exprimarea cererilor pentru un raport neperiodic sau periodic.

Sistemul nu permite stocuri negative și de asemenea avertizează operatorul dacă în urma unei intrări sau ieșiri de material stocul are o abatere mai mare de $+100$ de la valoarea teoretică admisă.

Cantitatea teoretic admisă este dată de legea de variație a stocului în timp.

Curba teoretică de variație în timp a stocului are ecuația :

$$(1) \text{ PRESCRIS} = 10 T^2 - 240 T + 1540, \text{ unde}$$

T = timpul în ore.

2. Programarea concurentă în Pascal. În limbajul Pascal, programarea concurentă se realizează folosindu-se structurile de date denumite monitoare, procese, clase [1].

Un proces e format dintr-un set de date proprii, una sau mai multe subrutine scrise în Pascal, precum și un set de drepturi de acces la alte componente ale sistemului.

Un proces nu poate opera asupra datelor proprii ale altui proces dar procesele concurente pot folosi în comun anumite structuri de date și resurse prin intermediul monitoarelor.

Un monitor definește o structură de date folosită în comun de mai multe procese, precum și toate operațiile pe care pot să le execute aceste procese asupra structurii de date. Aceste operații sînt implementate ca proceduri de monitor.

Accesul la datele monitorului se poate obține numai prin procedurile monitorului care sînt executate strict numai una la un moment dat (funcția de sincronizare).

Clasele sînt tipuri abstracte de date care descriu componente proprii ale unui anumit proces sau monitor. O clasă este apelată întotdeauna secvențial din cadrul unui proces sau monitor.

3. Prezentarea sistemului de operare. Sistemul a fost conceput ca fiind format din 5 procese, 5 monitoare și 4 clase. În continuare, se prezintă pe rînd monitoarele, procesele și clasele sistemului (vezi fig. 1).

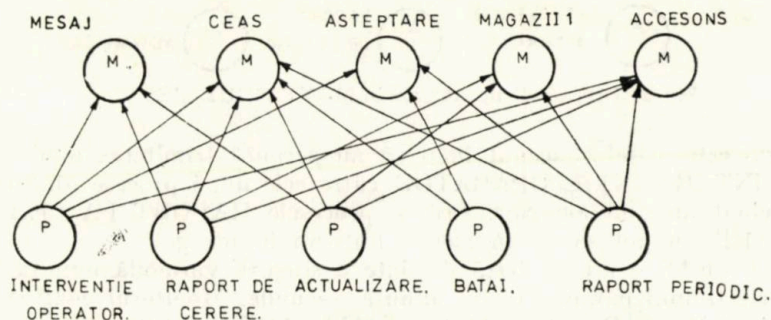


Fig. 1. Drepturile de ACCES la monitoare — schema bloc.

Procesul **INTERVENȚIE OPERATOR** — tratează toate comenzile emise de operator spre sistem prin intermediul consolei:

Se admit următoarele comenzi:

- **TIMP** (ora : min : sec) — introducerea orei exacte ;
- **SITUAȚIE** (magazie : sortiment) — operatorul dorește situația stocului sortimentului din magazia indicată prin cod ;
- **ACTUALIZARE** (magazie : sortiment : cantitate) — operatorul dorește actualizarea stocului unui sortiment dintr-o magazie cu o cantitate dată ;
- **START** (raport, ora : min : sec) — operatorul dorește declanșarea tipăririi raportului global (situația stocurilor pe magazine și sortimente) începînd cu ora indicată ;
- **PERIOADA** (raport, ora : min : sec) — operatorul comunică sistemului perioada tipăririi raportului global ;
- **STOP** (raport) — operatorul dorește oprirea tipăririi raportului global.

Procesul **RAPORT LA CERERE** — tipărește la consolă un raport cu situația stocurilor la momentul respectiv.

Procesul **ACTUALIZARE** — realizează actualizarea stocurilor materialelor din magazine.

Procesul **BĂTĂI** — mărește cu 1 valoarea ceasului sistemului din secundă în secundă.

Procesul **RAPORT PERIODIC** — tipărește la consolă un raport global al situației stocurilor din magazine la un interval de timp indicat de operator prin comanda **PERIOADA**.

Pentru a sincroniza funcționarea celor 5 procese au fost introduse monitoarele împreună cu structurile lor de date.

Monitorul **MESAJ 1** — conține două proceduri care pot fi folosite din exterior: procedura **TRIMITE** și procedura **PREIA**. Prin procedura **TRIMITE**, procesul **INTERVENȚIE OPERATOR** trimite un mesaj către unul din cele două procese: **RAPORT LA CERERE** sau **ACTUALIZARE**. Prin procedura **PREIA** aceste ultime două procese vor prelua mesajul trimis de către primul proces (fig. 2).

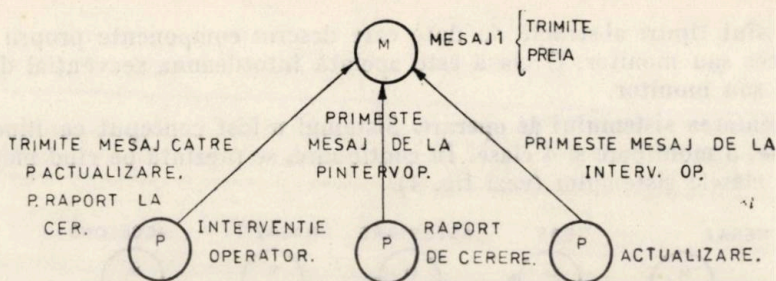


Fig. 2. Drepturile de ACCES la MANITORUL MESAJ.

Monitorul este astfel conceput încât să nu permită trimiterea unui nou mesaj de procesul INTERVENȚIE OPERATOR către cele două procese până ce acestea nu și-au preluat mesajul anterior. Invers, procesele RAPORT LA CERERE sau ACTUALIZARE nu pot să ia un mesaj dintr-un buffer gol*.

Monitorul CEAS — are ca bază de date o singură variabilă numită TIMP în care se înscrie timpul curent în ore, minute, secunde. Monitorul conține 3 proceduri: procedura NUMĂRĂ, VALOARE și MARCARE (vezi fig. 3).

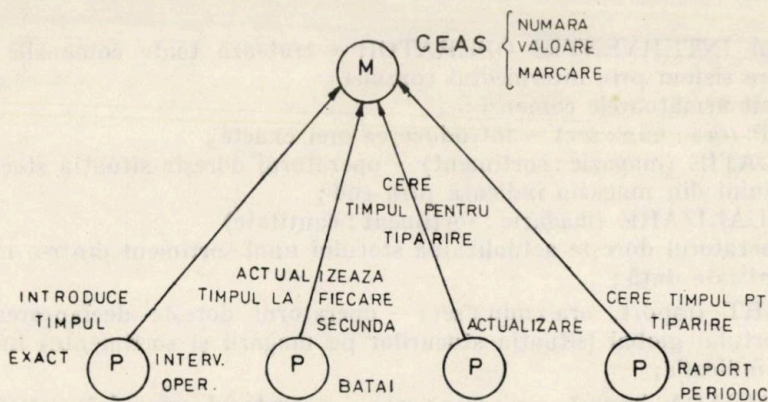


Fig. 3. Drepturile de acces la Monitorul CEAS.

Procedura VALOARE permite transmiterea timpului curent către un proces. Procedura MARCARE inițializează timpul curent al ceasului, la dorința operatorului.

Monitorul AȘTEPTARE — are ca bază de date un șir de așteptare. Procesele au acces la aceasta prin intermediul procedurilor sale. AȘTEPT, INSPECT, STOP, PERIOADA, START (vezi figura 4).

Procesul care apelează procedura AȘTEPT, trece în șirul de așteptare gestionat după regula PSPS (primul sosit, primul servit).

Procedura INSPECT este apelată, din secundă în secundă de către procesul BĂȚĂI. Procedura testează dacă există procese periodice a căror timp de așteptare în șir a depășit perioada și dacă da, le lansează.

Procedura STOP se declanșează la comanda STOP a operatorului și oprește tipărirea raportului global.

*) Transmiterea și recepționarea mesajelor se face prin intermediul unor buffere care sînt gestionate de monitorul MESAJ 1, respectiv de procedurile monitorului.

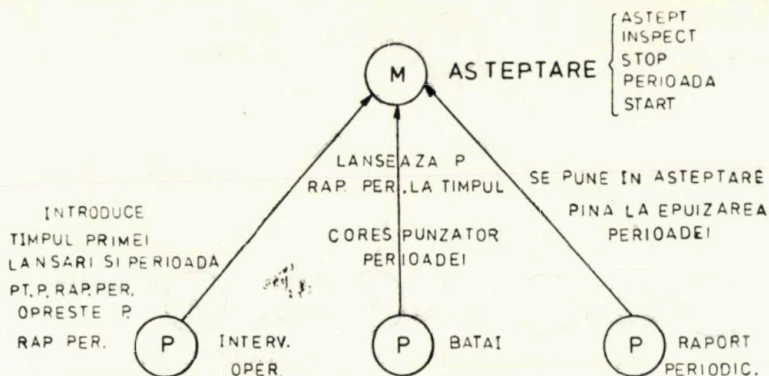


Fig. 4. Drepturile de acces la Monitorul AȘTEPTARE.

Procedura PERIOADA înregistrează periodicitatea declanșării procesului RAPORT PERIODIC (care tipărește raportul global) comunicată de operator prin comanda RERIOADA.

Procedura START permite declanșarea tipăririi raportului global începînd cu ora comunicată de operator prin comanda START.

Monitorul MAGAZII 1 — are ca bază de date o matrice de dimensiunea 3×3 corespunzătoare celor 3 magazine și 3 sortimente de material*. Orice modificare a stocului se face prin intermediul procedurilor CANTITATE și CORECTEAZĂ din monitor (vezi figura 5).

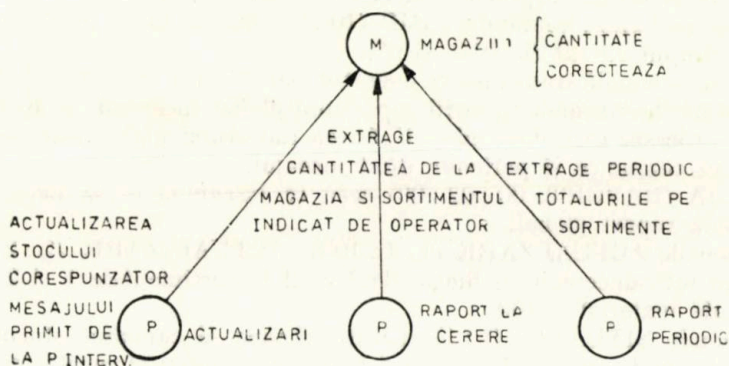


Fig. 5. Drepturile de acces la M. Magazine 1.

Monitorul ACCESCONS — tratează drepturile de acces ale proceselor la consola sistemului prin procedurile sale CERERE și ELIB. Deoarece pot exista mai multe procese care încearcă să lucreze cu consola simultan, acest monitor are un semafor LIBER și un șir de așteptare SIRPROCES în care se vor înscrie procesele care doresc resursa (vezi figura 6).

Pentru tratarea șirului de așteptare s-a definit o clasă numită URMĂTORUL cu procedurile sale: SOSIT, SERVIT, VID, PLIN care gestionează șirul de așteptare al proceselor ce doresc accesul la monitor (deci la resursa consolă).

În cadrul sistemului au fost definite trei clase: OPERATOR, APARAT și SEMNAL.

*) Pentru aplicații concrete, avînd în vedere complexitatea unei întreprinderi, baza de date trebuie organizată pe un suport de memorie auxiliar.

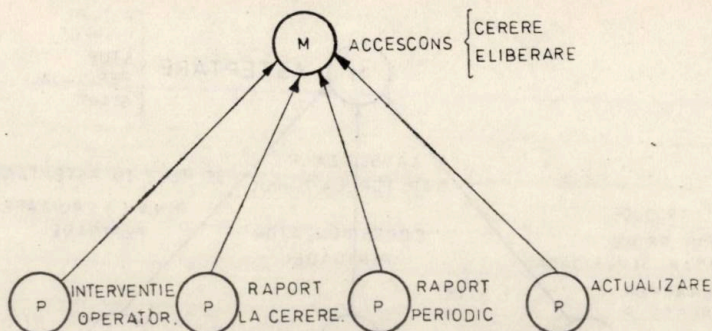


Fig. 6. Drepturile de acces la M. ACCESCONS.

Clasa OPERATOR efectuează conversii din format intern în format extern deoarece scrierea la consolă este în mod caracter (aplicații în teletransmisie).

Clasa APARAT realizează citirea și scrierea unui caracter la consolă.

Clasa SEMNAL permite punerea în așteptare a procesului INTERVENȚIE OPERATOR. Operatorul poate relansa acest proces provocând o întrerupere intervenție operator.

4. **Model de dialog la consolă.** Figura 7 conține o secvență din dialogul operatorului de la consolă cu sistemul.

După inițializarea și încărcarea sistemului, sistemul comunică operatorului că e gata pentru preluarea comenzilor. Operatorul provoacă o întrerupere intervenție operator la care sistemul răspunde: AȘTEPT COMANDA.

Operatorul transmite comanda TIMP (10 : 00 : 00) adică se inițializează ceasul sistemului cu timpul curent (h 10.0' și 0").

Următoarea comandă transmisă de operator este START (RAPORT, 10 : 03 : 00) ceea ce înseamnă declanșarea tipăririi raportului global începând cu 10 h, 3' și 0".

Deoarece procesul care determină tipărirea raportului global este ciclic, operatorul trebuie să comunice și perioada dînd mesajul.

PERIOADA (RAPORT, 00 : 02 : 00) ceea ce înseamnă că la fiecare 2' se va tipări la consolă raport global.

Prin comenzile ACTUALIZARE (1 : 1 : 100), ACTUALIZARE (2 : 2 : 100) operatorul dorește introducerea în magazii 1 și 2 la sortimentele 1 și 2 respectiv a cantităților de material = 100.

Prin comanda SITUAȚIE (1 : 1) operatorul vrea să cunoască stocul sortimentului 1 din magazia 1, ceea ce declanșează tipărirea situației stocurilor de către procesul RAPORT LA CERERE. Astfel, în magazia 1 stocul sortimentului 1 este egal cu 100.

Similar, se obține situația stocului sortimentului 2 din magazia 2.

Încercarea de a cere ieșirea sortimentului 3 din magazia 3 cu o cantitate egală cu 50 este refuzată deoarece stocul devine negativ și operatorul este avertizat cu mesajul CANTITATE NEGATIVĂ LA MAGAZIA : 3 SORTIMENTUL : 3 CANTITATEA : -50 * * * SE REFUZĂ ACTUALIZAREA.

Tipărirea primului raport global începe la 10 h, 3' și 1" cu o secundă mai târziu decît s-a cerut deoarece procesul RAPORT, PERIODIC a trebuit să aștepte eliberarea consolei de către procesul anterior ACTUALIZARE.

Raportul global indică stocurile celor 3 sortimente egale respectiv cu 200, 100, 0.

După introducerea unei cantități de 100 la stocul sortimentului 1, operatorul este avertizat de depășirea limitei stoc cu mesajul DEOSEBIREA MARJEI LA SORTIMENTUL 1 CANTITATE EXISTENTĂ : 300 CANTITATE PRESCRISĂ : 140.

SUPT DE INTRARE RD 1
 ADRESA DISC A SISTEMULUI DE OPERARE : OD 66
 SISTEMUL VITR. ÎNCĂRCAT
 AȘTEPT COMANDA
 TÎMP (10 : 00 : 00)
 AȘTEPT COMANDA
 START (RAPORT, 10 : 03 : 00)
 AȘTEPT COMANDA
 PERIOADA (RAPORT, 00 : 02 : 00)
 AȘTEPT COMANDA
 ACTUALIZARE (1 : 1 : 100)
 AȘTEPT COMANDA
 ACTUALIZARE (2 : 2 : 100)
 AȘTEPT COMANDA
 SITUATIE (1 : 1)
 RAPORT LA CERERE
 10 : 1 : 24
 MAGAZIA 1 SORTIMENTUL 1 CANTITATE : 100
 AȘTEPT COMANDA
 SITUATIE (2 : 2)
 RAPORT LA CERERE
 10 : 1 : 15
 MAGAZIA 2 SORTIMENTUL 2 CANTITATE : 100
 AȘTEPT COMANDA
 ACTUALIZARE (1 : 1 : 100)
 AȘTEPT COMANDA
 ACTUALIZARE (3 : 3 : -50)
 10 : 2 : 34
 CANTITATE NEGATIVĂ LA MAGAZIA : 3 SORTIMENTUL : 3 CANTITATEA : - 50
 * * * SE REFUZĂ ACTUALIZAREA
 RAPORT GLOBAL
 10 : 3 : 1
 SORTIMENTUL 1 : 200
 SORTIMENTUL 2 : 100
 SORTIMENTUL 3 : 0
 AȘTEPT COMANDA
 ACTUALIZARE (1 : 1 : 100)
 10 : 3 : 39
 DEPĂȘIREA MARJEI LA SORTIMENTUL 1
 CANTITATEA EXISTENTĂ : 300
 CANTITATEA PRESCRISĂ : 140
 AȘTEPT COMANDA
 ACTUALIZATE (1 : 1 : -150)
 AȘTEPT COMANDA
 SITUATIE (1 : 1)
 RAPORT LA CERERE
 10 : 4 : 35
 MAGAZIA 1 SORTIMENTUL 1 CANTITATEA : 150
 RAPORT GLOBAL
 10 : 5 : 1
 SORTIMENTUL : 1 : 150
 SORTIMENTUL 2 : 100
 SORTIMENTUL 3 : 0
 AȘTEPT COMANDA
 ACTE
 EROARE

Fig. 7 DIALOG LA CONSOLA

5. **Concluzii.** Marele avantaj al limbajului evoluat Pascal Concurrent rezidă în posibilitatea scrierii rapide a sistemelor de operare precum și facilități în proiectarea acestora: procese paralele concurente, sincronizări între procese prin monitoare, gestionarea șirurilor de așteptare.

Compilerul Pascal Concurrent permite depistarea erorilor de violare a structurilor de date încă în faza de compilare.

Folosind tipurile abstracte: procese, monitoare și clase, limbajul permite programarea structurată ierarhic.

Un alt avantaj este că sistemele de operare scrise în Pascal Concurrent sînt portabile, funcționînd pe un calculator virtual. Simularea calculatorului virtual se face cu ajutorul unui nucleu și interpretator. În cazul de față nucleul și interpreterul sînt scrise în limbajul LAF al calculatorului Felix C-32 P [3], [4].

Datorită facilităților limbajului, sistemul de operare a fost proiectat și scris în 2 săptămîni, s-a compilat de 4 ori și testarea a durat 3 zile. În testare s-au depistat 3 erori de logică.

În viitor sistemul se poate extinde ușor pentru gestiunea informațiilor în mod conversațional apelînd programe utilizator complexe dintr-o bibliotecă.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Brinch Hansen, P. The programming language Concurrent Pascal. IEEE Transactions on software Engineering 1,2 (June 1975).
- [2] Brinch Hansen, P. The Solo operating system. Processes, monitors and classes. Information Science, California Institute of Technology, July 1975.
- [3] Hentea M., Balla E., Balla I., Roșu M. Implementarea unei mașini virtuale — principii generale și realizarea pe calculatorul Felix C-256. Seminarul matematic, Universitatea Al. I. Cuza Iași, septembrie 1977.
- [4] Balla E., Hentea M., Roșu M., Balla I. Implementarea pe calculatorul Felix C-256 a sistemului de operare SOLO. Sesiunea de comunicări științifice IPTVT mai 1977.

EXEMPLU DE PROGRAMARE PENTRU GESTIONAREA ÎN TIMP REAL A RESURSELOR

REZUMAT

În lucrare se prezintă un exemplu de proiectare a unui program scris în limbajul Concurrent Pascal pentru gestionarea resurselor unei întreprinderi în timp real.

Obiectivul lucrării este de a trage concluzii privind utilitatea folosirii limbajului pentru asemenea aplicații. Concluzia este că limbajul este foarte potrivit pentru asemenea aplicații.

A CONCURRENT PROGRAM FOR REAL TIME RESOURCE MANEGEMENT

SUMARY

The paper presents a program written in Concurrent Pascal for the real time resources management of a factory.

The main goal of the paper is to draw conclusions about the utility of the language. It shows up that the language is very suited for such purposes.

FIȘIFR EDITORIAL

P. Vidal: Automatique aide-mémoire, Dunod, Paris, 1978 190 pg.) L'autor de cet ouvrage este un réputé scientifique français, professeur à l'Université de Lille et directeur du Centre d'automatique de cette université. En 1967 le professeur P. Vidal a visité l'Institut polytechnique Traian Vuia de Timișoara. Son aide-mémoire este destiné aux spécialistes de l'automatique de même qu'à tous ceux qui doivent recourir à la théorie des systèmes.

Le livre renferme, présentées d'une manière concise, les connaissances indispensables aux ingénieurs et aux étudiants; les démonstrations et les développements théorétiques ont été volontairement évités. Il faut remarquer, tout particulièrement, que dans un volume relativement réduit (190 pages), l'auteur réussit à embrasser les principaux chapitres de l'automatique, à savoir: — l'analyse et la synthèse de systèmes continus (systèmes en boucle ouverte et en boucle fermée, schémas fonctionnels, représentations des systèmes ou les modèles mathématique, stabilité des systèmes, synthèse des systèmes asservis continus linéaires, méthode du premier harmonique, méthode du plan de phase, stabilité des systèmes continus non linéaires); — l'analyse et synthèse des systèmes échantillonnés (transformées en Z et récurrences, étude fréquentielle, mises en équation, stabilité des systèmes échantillonnés linéaires, dynamique et synthèse des systèmes échantillonnés, méthode du plan de phase pour systèmes discrets, stabilité des systèmes échantillonnés non linéaires); — l'espace d'état — identification; — les systèmes logique et séquentiels (fonctions logiques, systèmes séquentiels synchrones et asynchrones).

L'ouvrage se distingue par la clarté de l'exposé, son accessibilité, n'exigent de la part du lecteur que es connaissances fondamentales d'algèbre, analyse et calcul opérationnel (équations différentielles, linéaires, transformées opérationnelles, calculs matriciels).

Prof. dr. ing. N. Budișan

77414 /E

RarHai

**BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA”
TIMIȘOARA**

ELECTROTEHNICĂ

Tomul 23 (37)

Fascicola 2

**IULIE—DECEMBRIE
1978**

Cititorii din străinătate se pot abona prin

I L E X I M,

Serv. Export-import presă — Press Department

str. 30 Decembrie nr. 3—5 — P.O.B. 136—137

Bucharest — Romania

